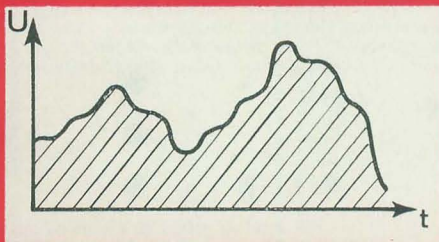
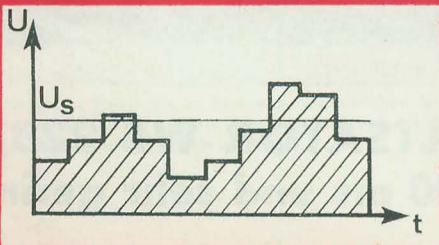


- Analog-Digital-Umsetzer der elektronischen Meßtechnik
- Elektronik-Baukastensystem PIROTRON
- Meßtechnik für die Heimakustik – Verzerrungsmeßtechnik

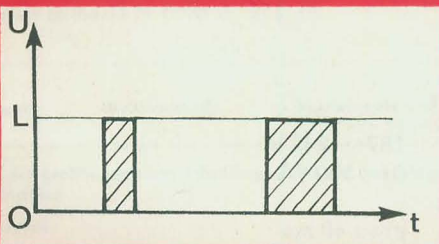
MESSWERTERFASSUNG



analog



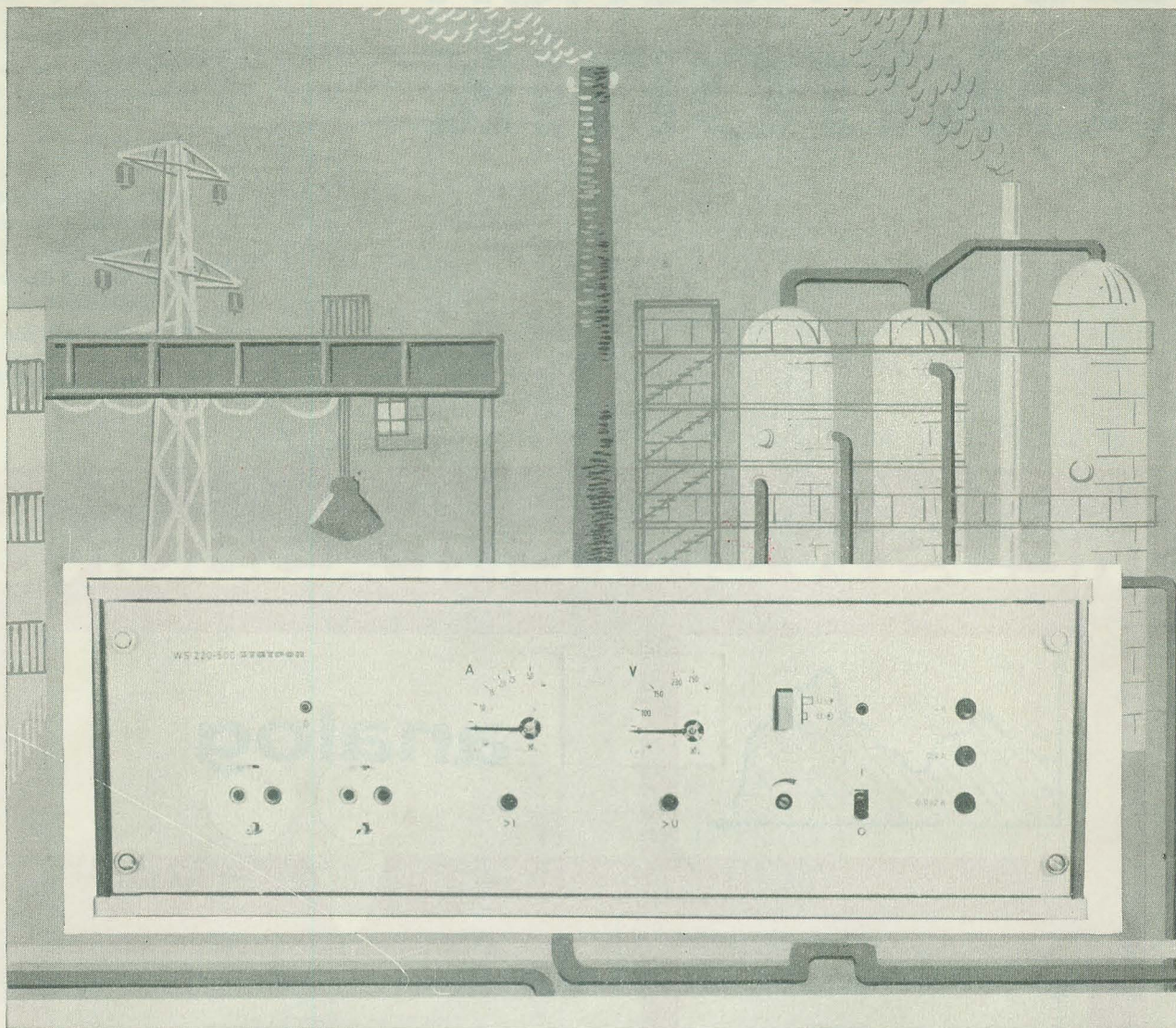
quantisiert



digital

MESSWERTVERARBEITUNG

ANALOG-DIGITAL-UMSETZER



WECHSELSPANNUNGSSTABILISATOR WS 220/500 mit noch kleinerer Regelzeit ca. 40 ms und sehr geringem Oberwellenanteil $\leq 1\%$

Mit dem oben gezeigten Wechselspannungsstabilisator bieten wir neben unseren bereits bekannten Wechselspannungsreglern erstmalig ein voll mit Halbleiterbauelementen bestücktes Gerät.

Stabilität

Änderung der Effektiv-Ausgangs-Spannung bei Änderung der Eingangs-Spannung innerhalb des Regelbereiches und der Belastung von $0 \dots 100\%$

$\leq \pm 0,05\%$

Eingangsspannungsbereich

187 $\dots$ 242 V

Ausgangsleistung

0 $\dots$ 500 VA

Ausregelzeit bei sprunghafter Änderung der Eingangsspannung um 5% oder der Belastung um 20%

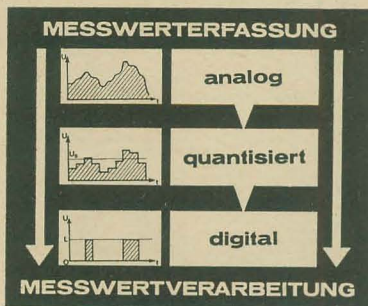
etwa 40 ms

Unser Gerät ist das erste einer Typenreihe, die bis zu etwa 5 kW weitergeführt werden soll. Bitte schreiben Sie uns, wir senden Ihnen gern Informationsmaterial.

VEB STATRON · DDR-124 FÜRSTENWALDE (SPREE)

EHRENFRIED-JOPP-STRASSE 59 · TEL: 60 51

veb STATRON



ANALOG-DIGITAL-UMSETZER

Zu unserem Titelbild

Ein Prinzip der AD-Umsetzung. Der analog vorliegende Meßwert wird quantisiert und in eine digitale Form übergeführt. (Lesen Sie bitte auch den Beitrag „Analog-Digital-Umsetzer der elektronischen Meßtechnik“ auf S. 620).

Grafik: Günter Henkel

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

Das Verhalten von
Bildaufnahmeröhren bei der
Übertragung bewegter Objekte

UHF-Konverter
in Streifenleitertechnik

Über die Dimensionierung
wechselspannungsbelasteter Klein-
kondensatoren in Schaltungen der
Informationstechnik

Schmitt-Trigger
mit Speichervermögen

СОДЕРЖАНИЕ

Влияние высокоинтегрированных схем
на развитие будущих
цифровых вычислительных машин 617

Аналогово-цифровой преобразо-
ватель электронной измерительной
техники, часть 1-я 620

Представление измерительных
приборов ГДР группы 19 (13),
система печатания измерительных
величин S-3198.000 625

Цифровая обработка информации 61 627

От наместнического двора
до специальной школы-интерната 629

Познакомьтесь: электроника — система
унифицированных узлов ПИКОТРОН 631

Цветной телевизор 5 633

Для сервиса 635

Измерительная техника для бытовой
акустики, техника измерений
искажений, часть 1-я 638

Отклоняющая схема
с частичной коррекцией линейности 640

Автоматическая конструкция
печатных плат 643

Ультразвуковое дистанционное
управление телевизором 647

IN THIS ISSUE

The Influence of Large-Scale
Integration Circuits on the Design
of Future Digital Computers 617

Analog/Digital Converters
of Electronic Measuring Technique,
Part 1 620

Presenting Measuring Instruments
from the G.D.R.
Group 19 (13)
Data Printing System S-3198.000 625

Digital Information Processing 61 627

From a Bailiff's Residence
to a Technical Boarding-School 629

Test Report of the Electronic Unit
Construction System PIKOTRON 631

Colour Television Receivers 5 633

Service Informations 635

Measuring Instruments
for Home Acoustics
Distortion Measuring Sets, Part 1 638

Deflection Circuit
with Partial Linearity Correction 640

Automated Construction
of Printed-Circuit Boards 643

Ultrasonic Remote Control
for Television Receivers 647

Sie lesen in diesem Heft

Der Einfluß der großintegrierten
Schaltungen auf die Entwicklung
künftiger Digitalrechner 617

Analog/Digital-Umsetzer
der elektronischen Meßtechnik,
Teil 1 620

Vorstellung von Meßgeräten der DDR
Gruppe 19 (13)
Meßwertdruckersystem S-3198.000 625

Digitale Informationsverarbeitung 61 627

Vom Vogtshof zum Fachschulinternat 629

Wir lernten kennen:
Elektronik-Baukastensystem PIKOTRON 631

Farbfernsehempfänger 5 633

Für den Service 635

Meßtechnik für die Heimakustik
Verzerrungsmeßtechnik,
Teil 1 638

Ablenkschaltung
mit partieller Linearitätskorrektur 640

Automatisierte Konstruktion
von Leiterplatten 643

Ultraschall-Fernbedienung
für TV-Empfänger 647

OBSAH

Vliv integrovaných obvodů s velkou
složitostí na vývoj budoucích
číslicových počítačů 617

Analogově-číslicové převodníky
elektronické měřicí techniky,
díl první 620

Měřicí přístroje z NDR
(kategorie 19, přístroj 13)
Systém tiskáren naměřených
hodnot S-3198.000 625

Číslicové zpracování informací 61 627

Cesta k internátu průmyslové školy 629

Zkušenosti se systémem elektronické
stavebnice PIKOTRON 631

Přijímače barevné televize 5 633

Pro servis 635

Měřicí technika pro bytovou akustiku
Měření zkreslení,
díl první 638

Vychýlovací obvod
s parciální korekcí linearity 640

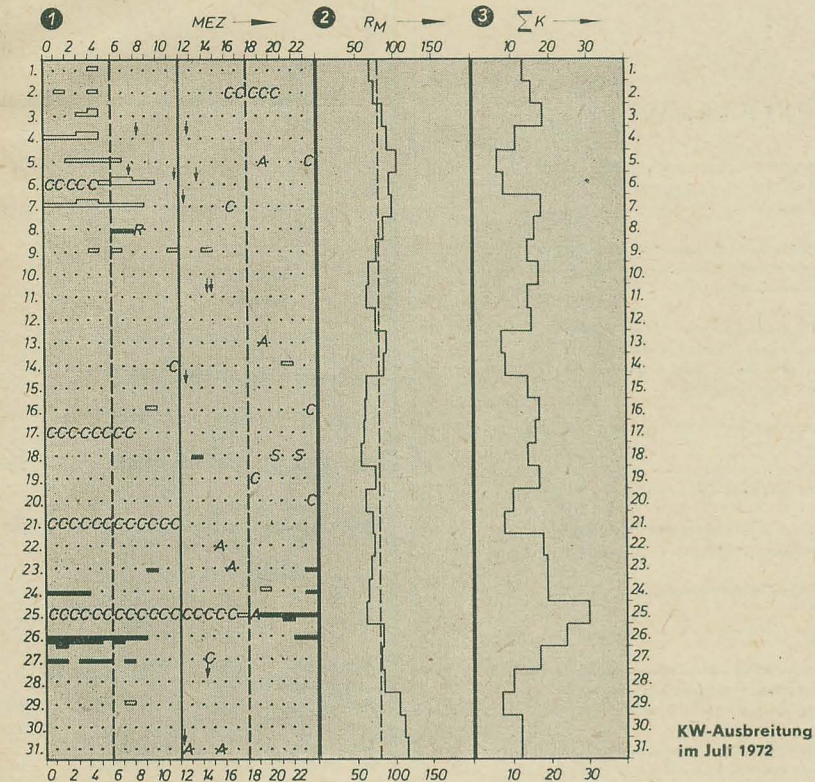
Automatizovaná konstrukce tištěných
spojů 643

Dálkové řízení televizoru
ultrazvukem 647

KW-AUSBREITUNG

im Juli 1972 und Vorschau für Oktober 1972

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solarerterrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1 relative Abweichung der F_2 -Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

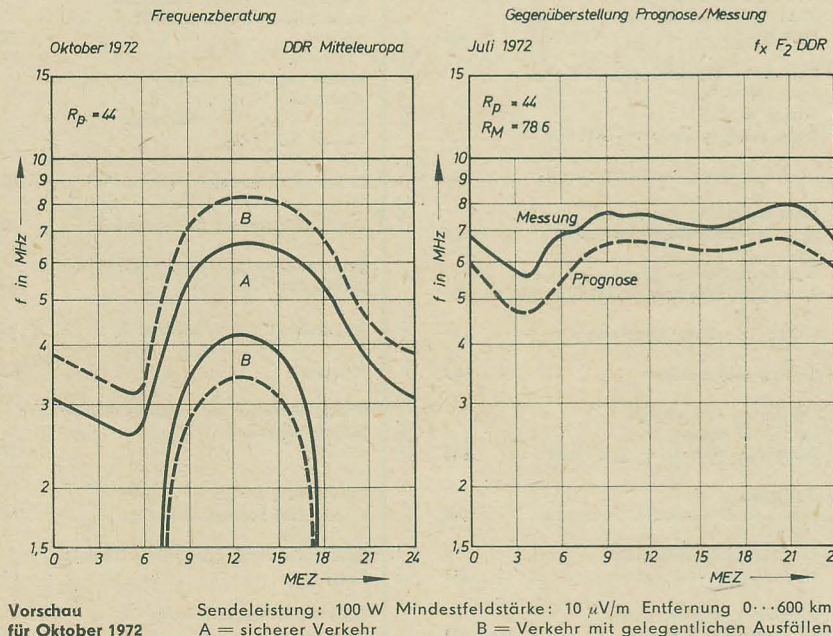
- $\Delta f/f$
- +41% und darüber
- +31...+40%
- +21...+30%
- +20...+20%
- -21...-30%
- -31...-40%
- -41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

- A = Abdeckung
- C = Gerätestörung
- F = Streuung
- S = atmosphärische Störungen oder Fadings
- N = Messung nicht interpretierbar
- G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
- R = selektive Dämpfung

2 gemessene Sonnenfleckenzahlen (R_M)

3 Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern

Die Frequenzberatung wurde vom Labor für Wellenausbreitung des Rundfunk- und Fernseh-technischen Zentralamtes der Deutschen Post, Berlin-Adlershof, berechnet.



Vorschau für Oktober 1972

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 $\mu V/m$ Entfernung 0...600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN

Verlagsleiter:

Dipl. oec. Herbert Sandig

102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon: Orts- und Fernverkehr 4220591,
Fernsch.: 011 2228 techn. dd, Telegramm-
adr.: Technikverlag Berlin

radio fernsehen elektronik

Verantwortlicher Redakteur:

Dipl. oec. Peter Schäffer

Redakteure: Adelheid Blodszun, Dipl.-
Ing. Wolfgang E. Schlegel, Ing. Monika
Tank

Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des
Presseamtes beim Vorsitzenden des
Ministerrates der Deutschen Demokrati-
schen Republik

Anzeigenannahme

Für DDR-Anzeigen

DEWAG-WERBUNG BERLIN,
DDR-1054 Berlin, Wilhelm-Pieck-Str. 49
und alle DEWAG-Zweigstellen, Anzei-
genpreisliste Nr. 4

Für Auslandsanzeigen
Interwerbung, DDR-104 Berlin,
Tucholskystr. 40

Druck:

Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Refe-
rate und Besprechungen sind nur mit
voller Quellenangabe zulässig. Erscheint
zweimal im Monat. Einzelheft 2,00 M

Redaktionsbeirat:

Ing. H. Bauermeister, Dipl.-Ing. H. Berg-
mann, Ing. E. Bottke, Dr. rer. nat. H.-J.
Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, H. Kreuz-
berger, H. Kühne, Ing. D. Pratsch, Ing.
K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K.
Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H.
Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Repu-
blik: Sämtliche Postämter, der örtliche
Buchhandel, die Beauftragten der Zeit-
schriftenwerbung des Postzeitungsver-
triebes und der Verlag

Volksrepublik Albanien: Nder-
marja Sheterore Tregjetimit te Librit,
Tirana, Ruga Konferenca e Pezes

Volksrepublik Bulgarien: Direk-
tion R.E.P., Sofia, 11a Rue Paris

Volksrepublik China: Waiwen
Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)

Volksrepublik Polen: PKWZ Rud,
Warszawa, Wronia 23

S. R. Rumänien: Directia Generala
a Postei si Difuzarii Presei Palatul
Administrativ C.F.R. Bukarest

ČSSR: ARTIA-Außenhandelsunter-
nehmen, Ve Smečkách 30, Praha 2, dovoz
tisku (obchodni skubina 13); Poštovní
novinová služba - dovoz tlače, Lenin-
gradská ul. 14, Bratislava; Poštovní
novinová služba - Praha 2, Vinohrady,
Vinohradská - 46 dovoz tisku

UdSSR: Die städtischen Abteilungen
von „Sojuzpetchat“, Postämter und Be-
zirkspoststellen

Ungarische Volksrepublik: Posta
Központi Hirlapiroda Budapest V, József
Nador ter. 1

BRD: Sämtliche Postämter, der örtliche
Buchhandel und der Verlag

Auslieferung über HELIOS-Literatur-Ver-
triebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eich-
borndamm 141-167

Westberlin: Sämtliche Postämter, der
örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Ver-
triebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eich-
borndamm 141-167

Für alle anderen Länder: VEB
Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienbur-
ger Straße 13/14

rfe- Nachrichten

▼ **Zur Entstörung von Störquellen aller Art** lassen sich Kombifilter aus Spezialfiltern zusammenstellen, die aus standardisierten Bausteinen bestehen. Damit können Störquellen sachgemäß beschaltet werden, ohne extra Spezialfilter berechnen oder bauen zu müssen. Sind hohe Dämpfungswerte erforderlich, dann können mehrere Kombifilter in Reihe geschaltet werden. Zur Erhöhung der Belastbarkeit schaltet man die Filter parallel. Eine Anpassung an den Innenwiderstand der Störquelle bzw. an die Impedanz des Verbrauchers ist möglich. Die Dämpfungswerte der Filterbausteine liegen bei 40 bis 50 dB. Entwicklungsfirma: Tesch G.m.b.H.

▼ **Eine neuentwickelte Batterie für Herzschrittmacher** arbeitet mit dem Plutoniumisotop 238. Das Plutoniumisotop 238 ist ein reiner Alphaemitter mit guten Energiedichteigenschaften. Reine Alphastrahler haben den großen Vorteil, daß ihre Strahlen vollständig durch relativ dünne Metallschichten absorbiert werden. Die Energie, die während des radioaktiven Zerfalls des Plutoniums freigesetzt wird, wärmt die das Isotop umgebende Kapsel bis ungefähr 100 °C auf. Thermoelemente in der Batterie wandeln diese Wärmeenergie in elektrische Energie, wobei der Temperaturgradient zwischen der Kapseloberfläche und dem Patientenkörper ausgenutzt wird. Eine Besonderheit der neuen Nuklearbatterie besteht darin, daß die Thermoelemente auf dünnen Kunststoffstreifen aufgedampft werden. Die Streifen werden in schmale Spulen gewickelt, so daß eine kompakte Baueinheit entsteht. Zur Sicherheit arbeiten zwei Spulen parallel. Entwicklungsfirma: Siemens AG

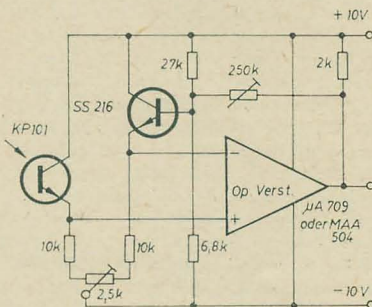
▼ **Violet cell** heißt eine neue Sonnenzelle mit einem größeren Wirkungsgrad (13%) gegenüber herkömmlichen Sonnenzellen. Die neue Zelle nützt einen größeren Teil des Sonnenspektrums zur Umwandlung in elektrische Energie aus. Weiterhin werden Geometrie der Zelle und ihre chemische Zusammensetzung geändert. Eine dünnere n-Deckschicht gestattet auch den Eintritt ultravioletter Strahlen. Zur Verringerung des Widerstandes wird eine größere Anzahl von Elektroden verwendet. Entwicklungsfirma: Comsat

▼ Mit Hilfe eines kürzlich entwickelten neuen Verfahrens sollen sich bisher für „nichtmetallisierbar“ gehaltene **Kunststoffe metallisieren** lassen. Darunter fallen auch solche Kunststoffe, die besonders wasserabweisend sind. Zu diesen Stoffen gehören u. a. Silikon-Kautschuk, Lacke und fotoresistive Lacke. Das Verfahren beruht auf der Entdeckung einer neuen Emulsion aus Zinkchloridlösung mit bestimmter Konzentration, der nach künstlicher Alterung etwas Salz beigegeben und die danach mit der herkömmlichen, bisher für nichtgalvanische Metallisierungen verwendeten Lösung gemischt wird. Die Ursachen für die Wirkung dieser Emulsion sind noch nicht restlos geklärt. Es wird vermutet, daß sich während des Alterns durch eine langsame Hydrolysereaktion eine polymerisierte Form einer Zinnverbindung

bildet, die eine bessere Benetzbarkeit der Kunststoffoberfläche ergibt. Das Plattieren selbst erfolgt wie bisher durch Eintauchen in diese Lösung. Der Zusatz eines Aktivators (Palladiumchlorid) ruft den eigentlichen Metallisierungsprozeß hervor. Entwicklungsfirma: RCA

▼ Wesentlich geringere Übertragungsverluste als herkömmliche Lichtleitfasern erreichen **Lichtleitfasern, die mit einer Flüssigkeit gefüllt sind**. Messungen an flüssigkeitsgefüllten Lichtleitfasern ergaben Übertragungsverluste < 14 dB/km. Die Messungen erfolgten in einem 450 m langen Faserstück mit kohärentem Licht im Wellenlängenbereich von 840...1100 nm. Ausgangsmaterial für solche Fasern sind Quarzrohre mit einem Außendurchmesser von 6 mm und einer Wandstärke von 1 mm. Diese Quarzrohre werden zu Kapillarröhren mit einem Außendurchmesser von 95 µm und einem Innendurchmesser von 65 µm gezogen. Als Flüssigkeit wird Tetrachloräthylen verwendet. Die flüssigkeitsgefüllten Lichtleitfasern stellen eine Alternativlösung zu den konventionellen Lichtleitern dar. Entwicklungsfirma: Bell Labs.

▼ Aus der ČSSR steht ein **Si-Fototransistor KP 101** zur Verfügung. Die Schaltung zeigt den Betrieb dieses Transistors mit offener Basis in einer lichtempfindlichen Brücken-



schaltung mit nachgeschaltetem Operationsverstärker. Verstärkung und Arbeitsbereich des Fototriggers können eingestellt werden.

▼ **Auf Grund einer neuartigen Silikonum-mantelung können Flachbandkabel** im Temperaturbereich von -150...+260 °C verwendet werden. Ein weiterer Vorteil der Flachbandkabel ist ihre leichte Verlegbarkeit und der sich dabei ergebende geringe Biegeradius. Die Strombelastbarkeit liegt bei 6,5 A. Auf einer Kabelbreite von 2,5 cm lassen sich bis 40 Leiter unterbringen. Durchgeführte Flexibilitätstests ergaben, daß derartige Flachbandkabel 70 Mill. Biegungen standhalten. Ein derartiges Flachbandkabel wurde von der Firma Sicoil Corporation unter der Bezeichnung „Superflex“ herausgebracht.

▼ Mit Hilfe einer **elektrostatischen Entladung** lassen sich Bauelemente kühlen. Entsprechend diesem neuen Verfahren geht man dabei davon aus, daß der Kühlkörper eines elektronischen Bauelementes gegenüber einer in einem bestimmten Abstand angebrachten Elektrode mit 30 kV vorgespannt wird. Diese Hochspannung ruft eine stille Ionenentladung ohne Funken- oder Lichtbogenbildung hervor. Dabei entsteht eine beachtliche Abkühlung. In Versuchen kühlte sich der Kühlkörper von 870 °C auf 540 °C ab. Es wird vermutet, daß die den Kühlkörper umgebende heiße Luftschicht durch die Entladung „durchlöchert“ wird und sich dadurch der Wärmewiderstand zwischen Kühlkörper und den entfernteren Luftschichten verringert. Neben der Kühlung von bestückten Leiter-

platten ist auch die Kühlung der Austrittsfenster von Infrarot-Hochleistungslasern denkbar. Entwicklungsfirma: General Dynamics

Sonderverkäufe elektronischer Bauelemente als Bastlerbedarf

Nachdem die VVB RFT Bauelemente und Vakuumtechnik, vertreten durch den VEB Elektronikhandel Berlin, in Zusammenarbeit mit dem VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen bereits Sonderverkäufe für den Bastlerbedarf in den Fachfilialen „Amateurfunk“ der Bezirke Leipzig, Rostock, Erfurt durchführte, möchten wir über die folgenden Sonderverkäufe informieren.

Magdeburg — 23. 10.—28. 10. 1972
Potsdam — 6. 11.—11. 11. 1972
(Fachfiliale Brandenburg)
Karl-Marx-Stadt — 20. 11.—25. 11. 1972
Leipzig — 10. 12.—17. 12. 1972

Verkauft werden in den jeweiligen Fachfilialen „Amateurfunk“: Halbleiterbauelemente, Röhren, Widerstände, Kondensatoren, Leiterplatten, Kontaktbauelemente u. a. Der Verkauf erfolgt auch an gesellschaftliche Bedarfsträger. Nähere Informationen sind der Bezirkspresse zu entnehmen.

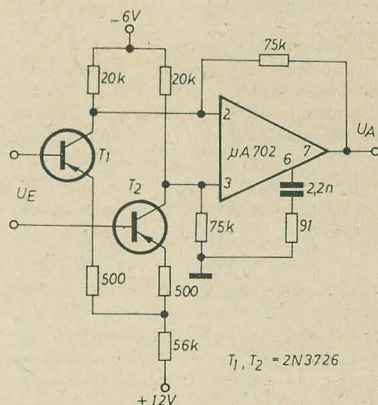
Sonderausstellung „Elektrovakuumgeräte“ in Moskau

In der Sonderausstellung „Elektrovakuumgeräte“ im Pavillon Radioelektronik der Allunionsausstellung Moskau wurden folgende Exponate gezeigt:

Eine vibrationsfeste Fotozelle Φ-17 für den Bereich 160...600 nm, ein offener Multiplier БЭУ-II-A (wahrscheinlich für kosmische Forschungen) mit eingebautem Spannungsteiler für die Dynoden, die Bildröhre 13 AK 13 A, eine hochauflösende Elektronenstrahlröhre für Fotobildaufzeichnung mit Zeilen und Rasterdarstellung (Paralleltypen 13 AK 5 A und 13 AK 12 A). Das Vidikon АИ 604 — zusammen mit den Paralleltypen АИ 603 und АИ 604 K — ist in vibrationsfester Ausführung mit hoher Empfindlichkeit aufgebaut, es wird mittels Teflondrahtanschlüssen sockelfrei im Gerät montiert, nach seiner konstruktiven Ausführung könnte es sich um ein Vakuumbauelement für kosmischen Einsatz handeln.

Rauscharmer Verstärker

Der auf dem Bild gezeigte rauscharme Verstärker mit dem Operationsverstärker µA 702 A zeichnet sich durch hohen Eingangswiderstand bei guter Stabilität aus. Zwei rauscharme Transistoren sind als Differentialverstärker mit guter Gleichtaktunterdrückung geschaltet. Obwohl keine

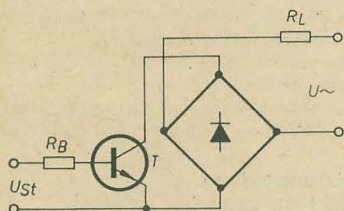


Rückführung vom Ausgang zum Eingang besteht, wird eine ziemlich konstante Verstärkung von etwa 100 erreicht.
Der Vorteil des Differentialverstärkers besteht in einer Vergrößerung des linearen Arbeitsbereiches des Operationsverstärkers. Eine gute Unterdrückung unerwünschter aufgenommener Rauschsignale ist gewährleistet.

Literatur: The application of linear micro-circuits; SGS Fairchild

Transistorschalter für Wechselstrom

Üblicherweise werden mit Transistoren Gleichströme geschaltet; das Schalten von Wechselströmen erfolgt überwiegend mit Thyristoren. Die auf dem Bild dargestellte einfache Prinzipschaltung zeigt, wie mit einem Transistor Wechselstrom geschaltet werden kann. Insbesondere bei der Steuerung induktiver Verbraucher kann dies gegenüber einem Thyristor im Diagonalzweig der Brücke Vorteile bringen, da



keine Abschaltschwierigkeiten bestehen. Es ist auch möglich, den Transistor als gesteuerten Vorwiderstand von R_L zu betreiben, was jedoch nur bei kleinen Leistungen sinnvoll sein dürfte. (Es entsteht auf diese Weise eine Art Umrichter, die für vielfältige Anwendungen interessant sein dürfte.) Die Schaltung kann komplementär aufgebaut werden. Zur Steuerung sind viele Varianten denkbar; in diesem Zusammenhang sei auch auf die Leistungselektronik verwiesen.

Literatur: Schaltbeispiele mit diskreten Halbleiterbauelementen, Ausgabe 1972/1; Intermetall

EXICON (El-type X-ray Image CONverter)

heißt ein neuer Bildwandler zur Umwandlung von Röntgenstrahlen in sichtbares Licht. Er besteht aus Halbleitermaterialien mit elektrolumineszenten Schichten. Der Bildwandler besteht aus einem Schichtaufbau mit folgender Schichtfolge:

Schicht	Material
Glasplatte 3...5 mm stark	Glas
Transparente Elektrode	SnO_2
Elektrolumineszente (EL) Schicht, grünes Licht;	
30...60 μm stark	ZnS: Cu, Al
Reflexionsschicht 10 μm stark	BaTiO_3
Dunkelschicht 10 μm stark	Kohlenstoff
Fotoleitende Schicht (PC-Schicht)	CdS: Cu, Cl
300...600 μm stark	oder CdSe: Cu, Cl
Metallelektrode	
Feuchtigkeitsfeste Schicht	Inertes Gas
Schutzschicht	Metall, Kunststoff

Zwischen den transparenten Elektroden wird eine Wechselspannung von 500 bis 600 V (1 kHz) angelegt. Bei Röntgenstrahlung wird von der elektrolumineszenten Schicht Licht emittiert. Durch die Röntgenstrahlung wird die Impedanz der fotolei-

tenden Schicht verringert, so daß sich die an der EL-Schicht liegende Spannung erhöht. Die Lichtemission wird stärker. Da eine Abhängigkeit zwischen der Röntgenstrahlung und der Impedanz der PC-Schicht und damit auch der Lichtemission besteht, wird ein Bild entsprechend des Röntgenstrahlungseinfalls erzeugt. Entwicklungsstelle: Matsushita

Universalverstärker für Geräte der industriellen Automatik

Im industriellen Meßsystem „Rhythmus“ des MCTA wird ein Varicap-Gleichstromverstärker des Typs YB-21 eingesetzt, dessen Schaltung das untenstehende Bild zeigt. Als Generatorfrequenz für die Varicap-Brücke wurde 1 MHz gewählt, damit ergeben sich kleine Abmessungen und große Universalität. Der Verstärker besteht aus der Varicap-Brücke, dem HF-Verstärker, transformatorgekoppeltem Detektor, Gegenkopplungskreis, Ausgangsverstärker und Filter. Über R_3 wird das Eingangssignal an die aus D_1 und D_2 bestehende Varicapbrücke angelegt. Der Kondensator C_4 , der halb so groß wie die Summenkapazität der Varicaps gewählt wird, verringert die an den Varicaps liegende HF-Spannung. Die Eigengüte des Varicap-Schwingkreises beträgt 100, die belastete Güte ist 50. Der Transformator Tr_1 sorgt für optimale Anpassung des HF-Verstärkers an den Varicapkreis. Die Arbeitspunkte der beiden HF-Verstärker-Transistoren T_1 und T_2 sind stabilisiert. Die Gegenkopplungsspannung wird über Wicklung I des Transformators Tr_2 abgenommen und über Tr_3 an die Brücke geführt. Der Ausgangsverstärker ist mit einem Si-Transistor bestückt, dessen Basis-Emitterstrecke als Demodulator dient. Die Gleichstromkomponente des Kollektorstroms von T_3 dient als Ausgangssignal; es wird durch den Tiefpas R_{11} , R_L und C_8 geglättet. Mit Hilfe des Transformators Tr_4 wird die HF-Komponente des Demodulatorstroms ausgekoppelt und als Gegenkopplungsspannung über einen kapazitiven Teiler C_3 - C_9 der Brücke zugeführt. Der Nullwert des Verstärkers wird mit C_{11} geregelt. Wenn Eingang und Ausgang galvanisch getrennt sein sollen, muß

die Speisung aus zwei unstabilierten Spannungsquellen je 24 V erfolgen (Klemmen 7, 8 und 9, 10), wenn diese Trennung nicht notwendig ist, genügt eine Spannungsquelle 24 V (Klemmen 7, 10 und 8, 9 verbinden).

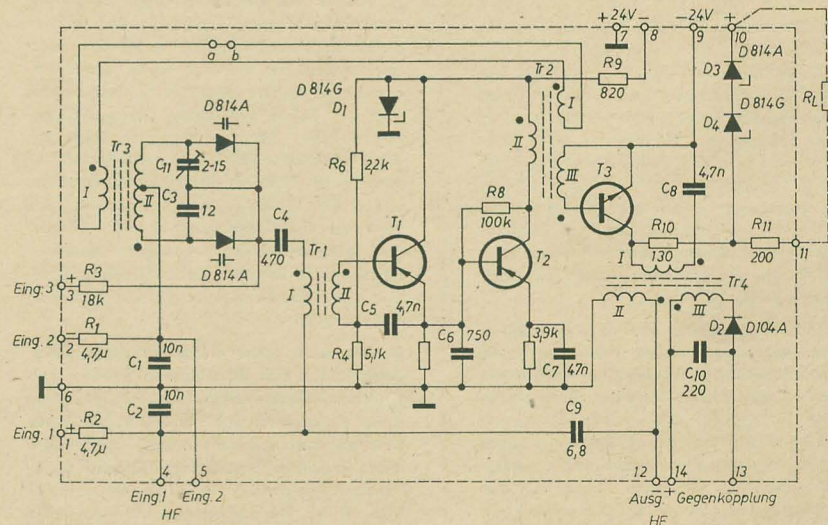
Technische Daten des Verstärkers YB-21:

Eingangssignal:	$\pm 2,5 \text{ mV}$
schmalbandiger Eingang:	$R = 4,7 \text{ M}\Omega$, $C = 10 \text{ nF}$, $T_{\text{eln}} = 0,05 \text{ s}$
breitbandiger Eingang:	$R = 18 \text{ k}\Omega$, $C = 1,5 \text{ nF}$, $T_{\text{eln}} = 30 \mu\text{s}$
Ausgangssignal:	$0 \dots 5 \text{ mA}$, $R_{\text{ausg.}} > 20 \text{ k}\Omega$, $R_L \leq 3 \text{ k}\Omega$
oder	$0 \dots 10 \text{ V}$, $R_{\text{ausg.}} < 3 \text{ k}\Omega$, $R_L > 10 \text{ k}\Omega$
Gegenkopplungsausgang:	
a) gleichstrommäßig:	$0 \dots 5 \text{ V}$, $R_{\text{ausg.}} \approx 25 \text{ k}\Omega$, $R_L = 30 \text{ k}\Omega$, $0 \dots 0,5 \text{ V}$ Amplitude bei 1 MHz
b) HF-mäßig:	

Steilheit des Verstärkers:	$1,5 \text{ mA/mV}$ – mit C_3 regelbar, bei $C_3 = 0$ Steilheit $3 \dots 6 \text{ mA/mV}$
----------------------------	---

Spannungsverstärkung bei 3 k Ω Last:	4500fach
Eingangsfehlstrom bei $+25^\circ\text{C}$:	$5 \cdot 10^{-12} \text{ A}$
Null drift:	$< 0,5 \text{ mV}/10^\circ\text{C}$
Stromnull drift:	$< 5 \cdot 10^{-12} \text{ A}/10^\circ\text{C}$
zeitliche Drift:	0,3 mV über 1000 Std.
Eingangswiderstand:	100 M Ω
Arbeitstemperaturbereich:	$0 \dots +60^\circ\text{C}$
Leistungsverbrauch:	500 mW

Literatur: W. W. Pewsner, D. E. Polonnikov: Gleichstromverstärker mit gesteuerten Generatoren; Verlag Energija, Moskau 1970, S. 270–273



Varicap-Gleichstromverstärker

- Tr 1: Ringkern 7 mm $\times$ 4 mm $\times$ 2 mm, Material M 50 B4-2
I = 80 Wdgn, II = 6 Wdgn
0,15 CuL BB
- Tr 2: Ringkern 7 mm $\times$ 4 mm $\times$ 2 mm, Material M 1000 HM
I = 5 Wdgn, II = 120 Wdgn, III = 40 Wdgn, 0,1 CuL

- Tr 3: Ringkern 7 mm $\times$ 4 mm $\times$ 2 mm, Material M 1000 HM
I = 10 Wdgn, II = 5 + 5 Wdgn
0,2 CuL BB
- Tr 4: Ringkern 7 mm $\times$ 4 mm $\times$ 2 mm, Material 1000 HM
I = 20 Wdgn, II = 2 Wdgn, III = 100 Wdgn, 0,1 CuL

Der Einfluß der großintegrierten Schaltungen auf die Entwicklung künftiger Digitalrechner

DIETHELM HENKEL

Großintegrierte Schaltungen (GIS) sind die modernste Form elektronischer Schaltungen. Sie repräsentieren den gegenwärtigen Höchststand in der seit etwa zwei Jahrzehnten stürmischen Entwicklung der Miniaturisierung elektronischer Bauelemente und Schaltungen. Sie sind typische Vertreter solcher Erzeugnisse, die in sogenannten kollektivweisen Fertigungsprozessen herstellbar sind und hergestellt werden. Diese Fertigungsprozesse haben den Vorteil einer größeren Wirtschaftlichkeit gegenüber den konventionellen Fertigungsprozessen. Es wird daher eingeschätzt, daß die GIS ein potentielles Mittel sind, die Kosten elektronischer Schaltungen beträchtlich zu senken.

Wie bei den integrierten Schaltungen wird der erste umfassende Einsatz der großintegrierten Schaltungen in der Datenverarbeitungsindustrie erfolgen. Man kann das erwarten, da Digitalrechner Geräte sind, die große Mengen von Schaltungen einer relativ kleinen Typenzahl benötigen. Unter GIS sollen daher in erster Linie digitale Schaltungen bzw. Schaltungskomplexe verstanden werden. Verfügbare Kosteneinschätzungen für digitale GIS enthalten größtenteils sehr optimistische Werte. Nach [1] werden z. B. folgende Kostenreduzierungen für möglich gehalten:

- 1968 betrugen die Kosten für eine typische GIS mit 60 Gattern je Chip 20 Cent pro Gatter
- 1975 betragen die geschätzten Kosten für eine GIS mit 1000 Gattern je Chip 0,7 Cent pro Gatter.

Angesichts dieser zu erwartenden Entwicklung liegt der Schluß nahe, daß das Hauptinteresse der Geräteindustrie an GIS in der direkten Kosteneinsparung der elektronischen Komponenten besteht.

Eine Kostenanalyse gegenwärtig existierender Rechenanlagen läßt jedoch diesen Sachverhalt nicht mehr so eindeutig erscheinen. Nach [2] und [3] ergeben sich bezüglich der Rechnerkosten folgende Zusammenhänge:

- An den Herstellungskosten eines Rechners sind beteiligt:
 - Halbleiterbauelemente mit etwa 30%,
 - Rahmen und Gestelle mit etwa 20%,
 - Bestückung und Verdrahtung (Leiterplatten) mit etwa 50%.
- Der Anteil der Halbleiterbauelemente an dem Verkaufspreis eines Rechners beträgt etwa 7%.
- Die Programmierkosten bilden gegenwärtig mindestens 50% der Entwicklungskosten eines neuen Rechnersystems und nahezu 80% der Betriebskosten des gesamten Systems über einen Zeitraum von zehn Jahren.

Aus diesen Betrachtungen geht eindeutig hervor, daß, selbst wenn die Bauelementkosten drastisch reduziert würden, die GIS keinen nennenswerten Einfluß auf die Verkaufseigenschaften eines Rechners haben würden. Über die Schwierigkeiten, die Logik gegenwärtiger Zentraleinheiten mit GIS zu verwirklichen, wurde bereits in [4] gesprochen. Hinzu kommen noch offene Probleme wie:

- Welchen Aufwand erfordert die Korrektur von logischen oder Verdrahtungsfehlern, wenn man irreparable Anordnungen mit 100 bis 1000 Gattern anwendet?
- Welchen Einfluß haben derartige Anordnungen auf Wartungszeiten und

-kosten? Was ergeben sich für Auswirkungen auf das Wartungskonzept, wenn ein GIS-Baustein oder ein Modul mit GIS-Bausteinen fünf, fünfzig oder fünfhundert Mark kostet?

Zieht man alle diese Umstände in Betracht, so wird deutlich, daß in den nächsten drei bis fünf Jahren kaum ein umfassender Einsatz von GIS in der Rechnerindustrie zu erwarten ist.

Tatsächlich sind es auch nicht die elektronischen Komponenten, die das Hauptproblem bei der Entwicklung von Rechenanlagen darstellen.

Künftige Kostenschwerpunkte werden eindeutig elektromechanische Massenspeicher, Eingabe/Ausgabe-Einheiten und vor allem Systemunterlagen sein.

Das Verhältnis Maschinenausrüstung/ Systemunterlagen

Die ersten Rechner waren Spezialrechner. Ihre Speicherkapazität war so begrenzt, daß die Programmierkosten keinen bedeutenden Teil der gesamten Eigentumskosten (Anschaffungskosten + Betriebskosten während der Lebensdauer des Systems) eines Rechnersystems darstellten. In dem Maße, wie sich die Kosten für die Maschinenausrüstung verringerten, wurden Speicherkapazität und Arbeitsgeschwindigkeit der Anlagen erhöht. Dadurch wurden Speicherung und Operation von größeren und komplexeren Programmen möglich. Die Verringerung der Kosten der Maschinenausrüstung verspürte der Anwender in erster Linie als Erhöhung der Leistungsfähigkeit der Rechner. Der Zwang, die teuren elektronischen Komponenten höchst rationell zu verwenden, führte zu hohen Aufwendungen für den logischen und technischen Entwurf der Geräte. Die Folge davon war, daß zur Amortisierung der hohen Entwurfs- und Produktionskosten eine größere Mindeststückzahl von Anlagen erforderlich war. Das führte zu der Entwicklung von Allzweckrechnern, die an eine große Zahl unterschiedlicher Operationen (Aufgaben) angepaßt werden können. Unter diesen Umständen wurde die Programmierung das prinzipielle Mittel zum Erreichen der Flexibilität in der Anpassung des Allzweckrechners an unterschiedliche Aufgaben und an die Steuerung einer größeren Anzahl von verschiedenen peripheren Geräten.

Die vergrößerte Leistungsfähigkeit der Rechner als ein Ergebnis der Verringerung der Kosten der Maschinenausrüstung hat immer größere Anforderungen an die Programmierung gestellt, um moderne Allzweckrechner für komplexe Operationen in speziellen Aufgabengebieten nutzbar zu machen.

In [2] wird diese Situation treffend charakterisiert:

„Wenn man die Programmierung der Univac I mit der der gegenwärtigen Maschinen vergleicht, findet man, daß die Maschinen heute wesentlich mehr Operationen ausführen müssen, um das gleiche Problem zu bewältigen. Ihre Kodierung enthält eine Menge von Bezugnahmen zu Tabellen und anderen tabellarischen Mitteln, für die die Rechner nicht hochspezialisiert wurden.“ „Für eine Aufgabe, für die früher z.B. 10 000 Befehle erforderlich waren, werden heute 100 000 Befehle benötigt, von denen die meisten deshalb existieren, weil man auf die Anwendung von allen möglichen Kombinationen und Permutationen des Formates, die Filegröße, der Zeichenmenge usw. nicht verzichten will, die der Rechner durchführen muß, ohne daß man darüber nachzudenken braucht.“

Während die Kosten der Maschinenausrüstung gesunken sind, sind die Programmierkosten bedeutend gestiegen, so daß sie gegenwärtig – wie bereits erwähnt – mindestens 50% der Entwicklungskosten eines neuen Rechnersystems repräsentieren und etwa 80% der Betriebskosten des gesamten Systems über einen Zeitraum von zehn Jahren betragen. Diese Diskrepanz wird noch deutlicher, wenn durch den Einsatz von GIS die Kosten der Maschinenausrüstung weiter reduziert werden können.

Der Ausweg aus dieser Situation besteht darin, die kostenaufwendigen Systemunterlagen durch billige gerätetechnische Funktionen zu ersetzen. Viele der Funktionen, die in der Vergangenheit wegen der hohen Kosten der Maschinenausrüstung der Programmierung übergeben wurden, können künftig durch billige GIS verwirklicht werden, wenn sich dadurch die Komplexität und Kosten der Programmierung verringern lassen. Die technologischen Realitäten werden erzwingen, daß die bisherige Praxis, zusätzliche Systemunterlagen zu benutzen, um die Anforderungen an die Maschinenausrüstung zu minimisieren, umgekehrt wird.

In Zukunft wird zusätzliche Maschinenausrüstung verwendet werden, um die Programmieranforderungen des Betriebssystems zu verringern. Das ist ein entscheidender Beweggrund für die Verwirklichung neuer Maschinenorganisationen.

Zusätzliche gerätetechnische Funktionen in konventionellen Systemen

Der nächstliegende Schritt besteht darin, durch billige GIS innerhalb der heute üblichen konventionellen Rechnerorganisation zusätzliche Maschinenausrüstungsmerkmale zu realisieren, durch die der Aufwand an Systemunterlagen reduziert werden kann. Es sind wenigstens drei Gebiete erkennbar, in denen dadurch beachtliche Verbesserungen erzielbar sind [3]:

- a) gerätetechnische Realisierung von speziellen Funktionen sowie logischer und mathematischer Operationen,
- b) Verwirklichung von Maschinenausrüstungsmerkmalen, die die Anforderun-

ungen an die sogenannte „red-tape“- und „house keeping“-Programmierung (Organisationsprogramme) minimisieren,

- c) gerätetechnische Realisierung bestimmter Funktionen, die gegenwärtig von den Systemunterlagen des Betriebssystems erfüllt werden.

Zu a):

Viele Funktionen, die gegenwärtig durch programmierte Subroutinen erfüllt werden, können durch spezielle Logik in einfacher Weise verwirklicht werden. Hierzu gehören:

- Binär- zu Dezimal-Umsetzung und umgekehrt
- Kodeumsetzung
- Koordinatenumsetzung
- Formatsteuerung
- Tabellennachschlagoperationen
- Maßeinteilung oder Normierung
- mathematische Operationen (z. B. Radizieren, trigonometrische Funktionen, Matrixoperationen).

In der Vergangenheit sind solche Funktionen durch Subroutinen, die die Grundfunktionen der Maschine (addieren, multiplizieren, verschieben usw.) verwenden, erfüllt worden. Dies geschah wegen der Kosten der Maschinenausrüstung, die für die Mechanisierung dieser Funktionen erforderlich ist, und wegen der Fähigkeit, die Routinen flexibel zu gestalten. Durch ihre relativ geringen Kosten ermöglichen es die GIS, solche Funktionen zu mechanisieren, auch wenn sie nicht häufig verwendet werden. Dadurch werden nicht nur der Programmieraufwand und die benötigten Speicherplätze reduziert. Es wird auch eine Erhöhung der Geschwindigkeit erzielt, da die logische Ausführung der Funktionen schneller ist als die Durchführung der äquivalenten Folge von Programmschritten.

Zu b):

Ein großer Teil der meisten Programme besteht aus Organisationsbefehlen (im englischen mit red-tape und house keeping instructions bezeichnet), die für die Lösung des Problems keine unmittelbare Bedeutung haben. Dazu gehören:

- Register- zu Speicher-Transport und umgekehrt
- verschiedene Operationen des Steuertransportes
- einige Operationen des Wort austausches der Indexregister
- verschiedene Typen der timing-Funktionen.

Durch zusätzliche Logiksaltungen kann die Zahl der in einem Programm benötigten Operationen dieser Art stark vermindert werden.

Mehrfach-Akkumulatoren, Indexregister und Steuerregister können durch eine Anzahl von gleichartigen Registern oder kleinen Hochgeschwindigkeitsspeichern verwirklicht werden. Die Verfügbarkeit solcher Mehrfachregister wird die Zahl der Register zu -Speicher- und der Speicher- zu -Register-Transporte, die Zahl der Operationen der Indexmodifikation sowie die Zahl der Operationen für die Übertragung der Steuerung reduzieren.

Zu c):

Die Systemunterlagen des Betriebssystems, die mit den Anlagen mitgeliefert werden, verarbeiten drei Hauptfunktionen:

- Eingabe/Ausgabe-Steuerung und Ausgabe
- Verteilung und Speicherplatzzuordnung
- Unterbrechungen und Prioritäten.

Die Betriebssysteme stellen gewöhnlich das schwierigste und teuerste Gebiet der Systemprogrammierung dar. Von den Funktionen, die in den Systemunterlagen des Betriebssystems enthalten sind, kann ein großer Teil durch zusätzliche Maschinenausrüstung verwirklicht werden. Die verschiedenen Geräte der E/A-Einheiten können z. B. mit spezieller Steuerlogik und Speichern ausgerüstet werden, um ein vollständiges Standard-Interface mit dem Rechner zu schaffen. Dadurch würde die Notwendigkeit besonderer Programmierüberlegungen für jedes einzelne periphere Gerät entfallen. Spezielle Logik und Pufferspeicher können die Unterschiede in den Charakteristiken von Bandeneinheiten, Plattenspeichern, Kartenlesern, der Tastatur usw. ausgleichen. Kleine Assoziativspeicher können verwendet werden, um die Katalogisierung und Indexierung der Dateien sowie die Speicherplatzzuordnung zu vereinfachen.

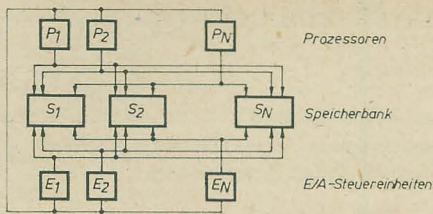
Die meisten der gegenwärtigen Rechnersysteme verwenden eine Mehrebenen-Speichierhierarchie. Das erfordert gewöhnlich besondere Programmierüberlegungen für jede Speicherebene und in einigem Umfang auch zum Ausgleichen der Unterschiede in den Charakteristiken der Speichermedien in den verschiedenen Ebenen. Durch zusätzliche Logik kann in Verbindung mit speziellen Speichertechniken erreicht werden, daß diese Speicherhierarchie für den Programmierer wie ein einziger homogener Speicher erscheint. Dadurch wird die Notwendigkeit besonderer Programmierüberlegungen zur Berücksichtigung der Fähigkeiten und Charakteristiken der verschiedenen Speichertypen minimisiert. Damit sind die Möglichkeiten zum Ersatz teurer Systemunterlagen durch billige Schaltungen sicherlich noch nicht erschöpft.

Unkonventionelle Systemkonzepte

Die konsequente Weiterführung dieses Konzeptes führt jedoch zur Verwirklichung neuer Formen der Systemorganisation (in Verbindung mit effektiveren Maschinensprachen), die nicht nur die Anforderungen an die Systemunterlagen minimisieren, sondern auch eine weitgehende Realisierung der Daten- und Steuerlogik durch GIS begünstigen.

Einige Beispiele solcher Lösungen, wie sie in [5] angegeben sind, zeigen die Bilder 1 bis 3.

Bild 1 enthält die Prinzipdarstellung eines Multiprozessorsystems, in dem mehrere Verarbeitungseinheiten und verschiedene E/A-Steureinheiten mit einer gemeinsamen Speicherbank verbunden sind. Bild 2 stellt das Prinzip eines Array-Prozessors dar. In diesem Fall besteht das System aus einer dreidimensionalen Anordnung



stenreduzierung von mindestens ein bis zwei Größenordnungen gegenüber den herkömmlichen Bausteinen repräsentieren. Derartige Reduzierungen sind in absehbarer Zeit jedoch nicht zu erwarten. In [2] wird dazu folgendes gesagt: „Gegenwärtig will kein Hersteller GIS für die Anwender machen, die billiger sind als

Zahlenangaben für die Durchführung ökonomischer Analysen gegenwärtig noch fehlen. Von Seiten der Anlagenhersteller sind hierzu wenig Impulse zu erwarten, da die künftigen Kostenschwerpunkte, wie bereits erwähnt, nicht auf dem Gebiet der Baustufen liegen, sondern eher auf den Gebieten Verbindungstechnik, (höhere

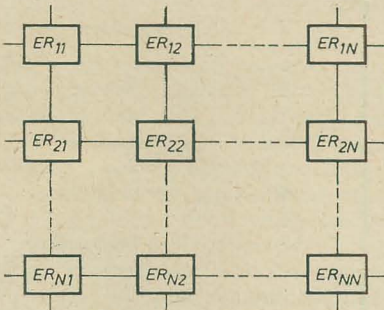
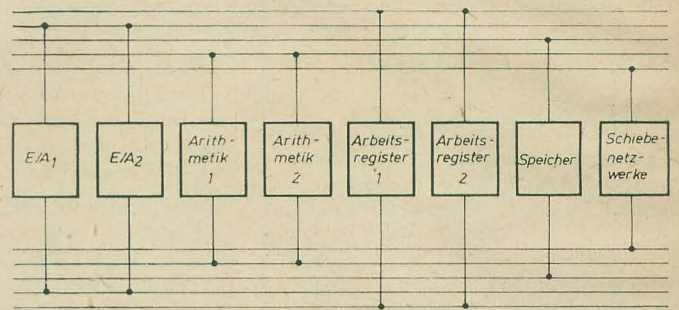


Bild 1 (oben links): Prinzipdarstellung eines Multiprozessorsystems

Bild 2: Prinzipdarstellung eines Array-Prozessorsystems

Bild 3: Prinzipdarstellung eines Modulsystems



von Einheitsrechnern, von denen jeder nur mit seinen nächsten Nachbarn kommuniziert.

Bild 3 schließlich zeigt ein Modulsystem. In dieser Art von Konfiguration ist ein Prozessor in unterschiedliche Einheiten geteilt, und verschiedene solcher Einheiten werden durch Datensammelleitungen verbunden.

In gleicher Weise ist eine Neuabschätzung der Kriterien für die Festlegung der Anteile von Systemunterlagen und Maschinenausrüstung an der Gesamtfunktion eines Systems notwendig, wodurch solche Konzepte wie Dreiadressmaschinen und Maschinen mit polnischer Notation wieder interessant werden.

Aus diesen Überlegungen wird deutlich, daß durch den Einsatz von GIS besonders der Systementwurf und der logische Entwurf digitaler Informationsverarbeitungsanlagen beeinflusst wird. Bisher waren es hauptsächlich die Schaltungsentwerfer, die ihre Arbeitsweise ändern mußten, als die Elektronenröhren durch Transistoren und die diskreten Halbleiterbauelemente durch integrierte Schaltungen ersetzt wurden. Die konventionellen Verfahrensregeln und Methoden des Systems- und Logikentwurfs wurden beibehalten oder geringfügig modifiziert.

Die Anwendung von GIS wird unzweifelhaft auf diesem Gebiet die größten Veränderungen hervorrufen. Neue Techniken der Systemorganisation, Veränderungen im Logikentwurf (besonders in der Verfahrensweise der Partitionierung) und neue Relationen zwischen Systemunterlagen und Maschinenausrüstung werden unvermeidlich, wenn ein effektiver Einsatz von GIS gewährleistet werden soll. Das Entwurfskollektiv wird immer stärker problemorientiert arbeiten müssen, wobei die Ergebnisse der Anwenderforschung einen bedeutenden Einfluß auf die Festlegung der Systemeigenschaften haben werden. Die Entwurfsautomatisierung wird zu einem unentbehrlichen Arbeitsmittel werden.

Ausblick

Alle diese vorhergesagten Veränderungen setzen voraus, daß die GIS eine Ko-

die entsprechende Summe der konventionellen IS. Die meisten Hersteller sagen, daß wir vielleicht in zwei, drei oder vier Jahren von ihnen GIS für vielleicht die Hälfte oder ein Drittel der gegenwärtigen Kosten kaufen können. Von unserem Standpunkt wird dies kaum einen großen Effekt auf die Rechnerkosten haben. Tatsache ist, daß gegenwärtig niemand von denen, die GIS herstellen, Durchbrüche in den Kosten vorhersagt. Es werden höchstens bescheidende Kostenreduzierungen für die nächsten drei bis fünf Jahre vorhergesagt. Hierzu ist zu bemerken, daß bei solchen Angaben gewöhnlich die künftigen Kosten von GIS mit den gegenwärtigen IS-Kosten verglichen werden, d. h. daß die ebenfalls noch zu erwartenden Kostenreduzierungen der konventionellen IS nicht berücksichtigt sind.

Es muß daher eingeschätzt werden, daß die Rechenanlagen der siebziger Jahre im wesentlichen weiterhin mit der konventionellen Technik realisiert werden und daß die GIS-Technik nur schrittweise an hierfür günstigen Stellen eingeführt werden wird.

Unter günstigen Stellen sind solche Teile zu verstehen, in denen relativ einfache Logikkomplexe mit hohem Wiederholfaktor vorhanden sind. Solche Gebiete sind Speicher, wo sich eine Realisierung durch IS und GIS international bereits abzeichnet, und verschiedene Teile der Zentraleinheit, wo sich eine bestimmte Modularität erzielen läßt. Weiterhin sind es verschiedene periphere Geräte wie Datenübertragungsterminals, Zeichenerkennungsgeräte, Katodenstrahlröhrendisplays usw., bei denen sowohl einfache Logik als auch große Wiederholbarkeit den Einsatz von GIS begünstigen. Die Systementwürfe der kommenden Anlagen werden keine radikalen Änderungen aufweisen, aber in dem Maße, wie die Logik billiger gestaltet werden kann, werden Funktionen, die gegenwärtig durch Programme ausgeführt werden, mechanisiert. Beispiele sind spezielle Speicher für Tabellen, Multipliziereinheiten und Logik für Fehlererkennung und Diagnose.

In welchem Maße dies geschehen wird, läßt sich kaum vorhersagen, da fundierte

Packungsebenen), periphere Einheiten, elektromechanische Massenspeicher und Systemunterlagen.

Abschließend sei noch erwähnt, daß es international bereits Versuche gibt, Rechner zu entwickeln, deren Verwirklichung mit GIS von Anfang an geplant wurde. Beispiele hierfür gibt [5]:

- **ILIAC IV**, Ultrahochgeschwindigkeitsrechner von Burroughs und der Universität von Illinois, ist ein Multiprozessorsystem. Der Multiprozessor ist in vier Quadranten eingeteilt, von denen jeder aus 64 individuellen Prozessoren besteht.
- **CERBERUS**, Navigationsrechner für die Flugführung von IBM, ist ein selbstreparierendes System. Die hohe Zuverlässigkeit wird erreicht durch die Anwendung von Majoritätsschaltungen und durch eine modulare Organisation.
- **LIMAC**, Spezialrechner von RCA
- **MERA**, militärischer Rechner für Radaranwendung von TI, enthält GIS-TTL-Speicher

Diese Vorhaben, soweit sie bekannt sind, beziehen sich vorwiegend auf Spezialrechner, die sich durch eine unkonventionelle Organisation auszeichnen. Interessant ist die Feststellung, daß sie zum Teil von Bauelementefirmen ausgehen. Dadurch kommt die Tendenz zum Ausdruck, daß sich ein großer Teil der Aktivitäten beim Entwurf von GIS-Rechnern in Richtung Bauelementehersteller verschiebt.

Literatur

- [1] Rhea, J.: LSI Stress Swings from Technology to Cost. Aerospace Technology (1968) Febr., S. 36-39
- [2] Impact of LSI on the next generation of computers. Computer Design (1967) Juni, S. 48-59
- [3] Hobbs, L. C.: Effects of large arrays on machine organization and hardware/software tradeoffs. AFIPS Conf. Proc. Vol. 29, FJCC (1966), S. 89-96
- [4] Henkel, D.: Zum Einsatz von großintegrierten Schaltungen in der digitalen Rechentechnik. radio fernsehen elektronik 20 (1971) H. 14, S. 449-455
- [5] Khambata, A. J.: Einführung in die Gruppenintegration. VEB Verlag Technik, Berlin 1971 (Übersetzung aus dem Amerikanischen)

Dr.-Ing. GEORG TIETZE

Mitteilung aus dem Kombinat VEB Funkwerk Erfurt, Meßgeräteentwicklung

0. Einleitung

In den vergangenen Jahren ist die digitale Meßwerterfassung immer mehr zu einem Grundbestandteil der Automatisierung und der Rationalisierung von Test-, Erkundungs- und Überwachungsmessungen sowie der Prozeßmessung geworden. Sie hat Eingang in alle Gebiete der Wissenschaft und der Industrie, in die Landwirtschaft und in die Medizin gefunden. Die meisten Meßgrößen liegen in analoger Form vor und müssen in eine analoge Spannung oder einen analogen Strom umgewandelt und anschließend mit einem Analog-Digital-Umsetzer in eine digitale Form umgesetzt werden. Aus diesem Grunde werden in der elektronischen Meßtechnik Analog-Digital-Umsetzer (künftig AD-Umsetzer genannt) mit den verschiedensten Anforderungen an Genauigkeit, Geschwindigkeit, Art der Bewertung des analogen Meßwertes u. a. benötigt. Die bekanntesten AD-Umsetzer für elektrische Gleichspannungen mit einer Ziffernanzeige sind Gleichspannungsdigitalvoltmeter. Die AD-Umsetzer sind jedoch nicht nur für die elektronische Meßtechnik von besonderer Bedeutung, sie spielen für viele weitere Einsatzgebiete eine wesentliche Rolle:

- In der Regelungstechnik werden für Drehzahlregelung, Steuerung von Werkzeugmaschinen und generell zur Anwendung von digitalen Regelungen AD- und DA- (Digital-Analog-) Umsetzer benötigt.
- Für die Automatisierung in der Industrie sind AD- und DA-Umsetzer für die Regelung und Optimierung von Prozessen mit Hilfe von Prozeßrechnern erforderlich.
- In der Rechentechnik werden die AD- und DA-Umsetzer benutzt, um den Übergang und das Zusammenwirken zwischen Analog- und Digitalrechnern sowie den Aufbau von Hybridrechnern zu ermöglichen.
- Für die Nachrichtentechnik stellen die AD- und DA-Umsetzer sehr wichtige Bausteine in den Anlagen zur Realisierung störungsempfindlicher Übertragungen mit Hilfe der Puls-Kode-Modulation dar.

Nähere Angaben zur Anwendung der AD-Umsetzer in verschiedenen Einsatzgebieten sind in [1] [2] [3] [8] enthalten.

1. Analoge und digitale Messung

In der analogen Meßtechnik erfolgt die Messung einer technisch-physikalischen Größe, indem man die zu messende Größe durch eine andere physikalische

Um eine analoge Meßgröße mit Hilfe eines Rechners auswerten zu können, ist es nötig, eine Analog-Digital-Umwandlung durchzuführen. Dieser Beitrag erläutert in fünf Teilen die Möglichkeiten und die Realisierung dieser Umwandlung.

Größe abbildet, die eine einfache (der jeweiligen Zielstellung möglichst weitgehend angepaßte) Auswertung durch den Menschen ermöglicht. Die am häufigsten angewandten Abbildungen sind

- die Zeigerlage bzw. -stellung auf einer Skala
- die Lage der geschriebenen Kurve eines Schreibers im Koordinatennetz des Registrierpapiers
- die Lage bzw. der Weg des Elektronenstrahls auf dem Schirm einer Katodenstrahlröhre
- die Schwärzung eines Fotopapiers.

Bei einer kontinuierlichen Änderung der Meßgröße ändert sich ebenso kontinuierlich mit einem unendlichen Wertevorrat auch die vom jeweiligen Indikator (Zeiger, Katodenstrahl) gelieferte Anzeige. Diese Aussage gilt für bestimmte Indikatoren nur mit Einschränkungen, die beispielsweise bei Zeigerinstrumenten aus der Hysterese oder Umkehrspanne folgen.

Bei der digitalen Messung erfolgt durch die Meßeinrichtung eine Quantisierung für die Abbildung der Meßgröße. Anzeige und Meßgröße sind dabei über eine Treppenfunktion miteinander verknüpft. Alle Meßwerte in einem Intervall $[x_1; x_2]$ werden als ein einziger Anzeigewert abgebildet, der bei einer optischen Ausgabe des Meßwertes als Zifferngruppe, also nicht durch eine physikalische Größe, sondern durch eine Zahl, ausgegeben wird. Bild 1 zeigt die hier beschriebenen Zusammenhänge in einer schematischen Darstellung.

Für die Verarbeitung eines Meßergeb-

nisses durch einen Beobachter ist im allgemeinen die analoge Messung die zweckmäßigere, da der Mensch einer analogen Messung mehr als einer digitalen Messung entnehmen kann, speziell bei der Beobachtung funktioneller Zusammenhänge.

Für die Verarbeitung eines Meßergebnisses durch Apparate oder Rechner sowie zur Fernübertragung oder zur Speicherung sind in den meisten Fällen digitale Verfahren zweckmäßiger, da sie schnelle, bequeme und fehlerfreie Messungen erlauben. Digitale Messungen eignen sich besonders für die zentralisierte Meßwerterfassung einer großen Zahl von verschiedenen Meßwerten, sie bilden eine wesentliche Grundlage für die Einführung der Automatisierung und für die Rationalisierung auf den verschiedensten Gebieten. Weitere Merkmale sind Bild 1 zu entnehmen.

Der Zusammenhang zwischen Meßgröße und Anzeige ist in Bild 2 für die analoge und die digitale Messung gezeigt.

Der unendliche Wertevorrat der Meßgröße steht bei der analogen Messung auch zur Ansteuerung der Anzeigeeinrichtung zur Verfügung. Durch die Anzeigeeinrichtung selbst kann dieser Wertevorrat jedoch nicht beliebig weit aufgelöst und vom Beobachter nicht beliebig genau abgelesen werden. Wesentliche Gründe dafür sind Hysterese und Umkehrspanne bei Zeigerinstrumenten und Schreibern, Leuchtfleckdurchmesser bei Katodenstrahlröhren sowie Strichstärke bei Schreibern. Der Beobachter muß in der analogen Meßwerterfassung beim Ab-

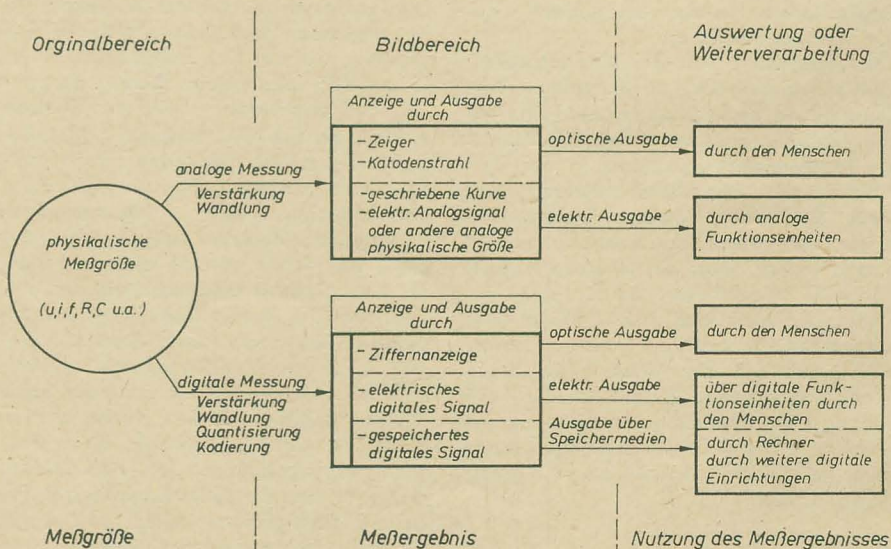


Bild 1: Übersichtsschema zur analogen und digitalen Messung

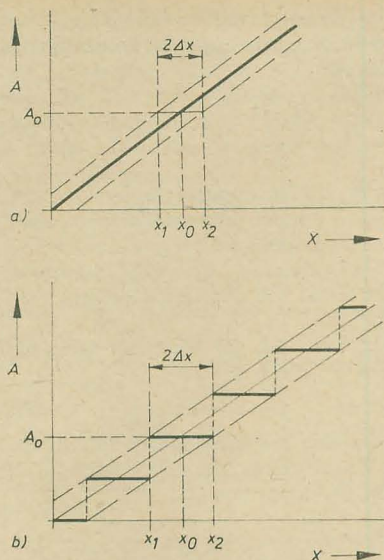


Bild 2: Zusammenhang zwischen Anzeige und Meßgröße; a) analoge Messung, b) digitale Messung

lesen von Zeigerstellungen an Anzeigeinstrumenten oder der Lage von Kurven auf Schreibstreifen selbst eine Quantisierung vornehmen, da sich Skalen und Koordinatennetze nicht beliebig fein unterteilen lassen und bei der Ablesung Schätzungen und Zuordnungen zu bestimmten Werten (Quantisierungen) vorgenommen werden müssen. Das ist in Bild 2a für die analoge Messung dargestellt. Eine Anzeige A_0 kann durch alle Meßwerte im Intervall

$$x_1 \leq x \leq x_2$$

hervorgerufen sein, wobei der Fehler

$$\pm \Delta x = \pm \frac{x_2 - x_1}{2} \quad (1)$$

beträgt.

Bei der digitalen Messung ist durch die Quantisierung ebenfalls eine Anzeige A_0 (hier als Ziffer) für ein Intervall

$$x_1 \leq x \leq x_2$$

gültig, wie das in Bild 2b dargestellt ist. Der Meßfehler wird ebenfalls durch Gleichung (1) angegeben.

Der Vorteil der digitalen Messung besteht hinsichtlich Genauigkeit und Auflösung darin, daß die Quantisierung durch Wahl einer sehr kleinen Quantisierungseinheit bzw. einer sehr hohen Stufenzahl im Meßbereich fast beliebig fein erfolgen kann und das Ergebnis eindeutig durch eine mehrstellige Zahl angezeigt wird oder als digitales Signal zur Verfügung steht.

Es muß hier darauf hingewiesen werden, daß der in Bild 2b dargestellte Zusammenhang nicht für alle digitalen Meßverfahren in der angegebenen Form gültig ist. Bei Verwendung von nicht synchronisierten Torschaltungen kann eine Anzeige A_0 bei gleicher Gesamtstufenzahl wegen der beliebigen zufälligen Phasenlage zwischen Toröffnungsimpuls und den durch das Tor hindurchlaufenden Impulsen durch alle Meßwerte hervorgerufen werden, die in einem doppelt so breiten Intervall liegen wie in Bild 2b. Eine nähere

Erläuterung kann hier noch nicht erfolgen. Im Abschnitt 6.2. wird auf dieses Problem eingegangen.

Zur Umsetzung der als analoge physikalische Größen vorliegenden Meßwerte in auswertbare digitale Signale und Anzeigen werden Analog-Digital-Umsetzer benötigt.

2. Vorgänge bei der AD-Umsetzung

Für die AD-Umsetzung ist der Ablauf zweier Grundprozesse, der Quantisierung und der Kodierung, erforderlich:

Quantisierung: Durch die Quantisierung wird die in einem stetigen Intervall $[x_1; x_2]$ zur Verfügung stehende unendliche Zahl von Niveau- oder Amplitudenwerten auf eine endliche Zahl voneinander verschiedener Werte reduziert. Die Größe dieser endlichen Zahl ist von der gewählten Quantisierungseinheit q abhängig.

Kodierung: Die Kodierung (Verschlüsselung) ist für die eindeutige Reproduzierbarkeit und Lesbarkeit der digitalen Information erforderlich. Dem digitalen Signal muß nach einem bestimmten Kode eine Bedeutung zugeordnet werden, wobei diese für den Meßwert und die zugehörigen weiteren Informationen über Maßeinheit, Vorzeichen u. a. durch Zahlen ausgedrückt wird. Die Darstellung einer Zahl z erfolgt durch die Summe

$$z = \sum_{n=-a}^b z_n B^n, \quad (2)$$

mit $B \geq 2$ als Basis, $0 \leq z_n \leq B-1$ als Ziffern, n als laufende ganze Zahl.

Für das Dezimalsystem gilt: $B=10$, $z_n = 0, 1, 2, \dots, 9$. Digitale Meßgeräte und Rechner arbeiten meistens im Dualsystem mit $B=2$ und $z_n = 0, 1$ (bzw. 0, 1) oder mit dual verschlüsselten Dezimalzahlen.

Damit die digitale Information für den Menschen lesbar wird, muß sie in das Dezimalsystem übersetzt werden. Eine sehr häufige Art der Verschlüsselung für die Ziffern der Dezimalzahlen ist die Tetradenverschlüsselung. Man benötigt für jede Ziffer im Dezimalsystem wegen des Wertevorrates von $0 \dots 9$ vier Dualstellen (= 4 bit). Die zu jeder Dezimalstelle gehörigen 4 bit bezeichnet man als eine Tetrade. Näheres über Kodes ist in [1] [2] und [8] zu finden.

Das genaue Zuordnungsschema zur Bedeutung der einzelnen bit in der Tetrade für die Dezimalziffer ist durch den Kode festgelegt. Der in der Meßtechnik am häufigsten verwendete Kode ist der BCD-Kode (binary coded decimal code) mit der Wertigkeit 8-4-2-1 für die 4 bit.

Die Dezimalziffer ergibt sich aus den einzelnen bit für den BCD-Kode über Gl. (2) zu

$$z = z_3 \cdot 2^3 + z_2 \cdot 2^2 + z_1 \cdot 2^1 + z_0 \cdot 2^0, \quad (3)$$

zulässig sind nur Tetraden, die die Ziffern $0 \dots 9$ ergeben.

Für $z_3 = 0$, $z_2 = 1$ bzw. 1, $z_1 = 0$, $z_0 = 1$ bzw. 1, also für die Tetrade 0101 bzw. 0101, gilt somit die Ziffer 5.

Weitere Kodes sind z. B. der „Aiken-“ und der „Gray-Kode“, auf die hier jedoch nicht näher eingegangen werden kann.

Die Vorgänge Quantisieren und Kodieren laufen technisch in unmittelbarer Folge nacheinander oder auch gleichzeitig ab. In den meisten Fällen erfolgt ein zyklischer Ablauf der Umsetzung, für Quantisierung und Kodierung wird ein Zeitintervall benötigt. Anschließend steht der Meßwert als angezeigte Zifferninformation und/oder als digitales Informationssignal ebenfalls innerhalb eines Zeitintervalls zur Verfügung. Während dieses Zeitintervalls oder kurz darauf beginnt ein neuer Umsetzungszyklus. Die eigentliche Meßinformation wird dabei in dem ablaufenden Zyklus entweder

- proportional einem ganz bestimmten, innerhalb des Quantisierungsintervalls gelegenen Momentanwert oder
- proportional dem arithmetischen Mittelwert des Analogsignals während eines Teiles des Zeitintervalls für den Quantisierungsprozeß

gebildet (vgl. dazu Abschnitt 4.).

Auf diese Weise erfolgt also bei der zyklisch ablaufenden AD-Umsetzung eine zeitliche Abtastung des Analogsignals, eine Quantisierung nach der Zeit. Damit werden aus einem zeitlich veränderlichen Meßwert jeweils Proben im Rhythmus der zyklischen Quantisierung gewonnen, für die quantitativen Zusammenhänge gilt das Abtasttheorem nach Shannon. Bei einigen Umsetzungsverfahren steht der Digitalwert laufend zur Verfügung und verändert sich sofort, wenn der analoge Meßwert sich um wenigstens eine Quantisierungseinheit verändert. Die Geschwindigkeit für das Mitlaufen der durch die Umsetzung gelieferten digitalen Information ist durch die Bandbreite des Umsetzers begrenzt.

3. Systematisierung der AD-Umsetzer

Eine Systematisierung der AD-Umsetzer ist nach verschiedenen Gesichtspunkten möglich. Folgende Systematisierungsarten sollen hier näher betrachtet werden:

Die Systematisierung nach

- dem Umsetzungsverfahren
- der Art der Bewertung des analogen Meßwertes
- der Methode des Vergleichs zwischen Analogwert und Vergleichsnorm.

Weitere Möglichkeiten für die Systematisierung sind gegeben durch die physikalische Natur der umzusetzenden Größen, die Geschwindigkeit der Umsetzung, die Genauigkeit der Umsetzung sowie andere charakteristische Merkmale.

Hinsichtlich des Umsetzungsverfahrens unterscheidet man Umsetzer

- nach dem Ausschlagsprinzip (Wegeumsetzer)
- auf Zeitbasis (Zeitverschlüssler)
- nach dem Wägeprinzip (Stufenverschlüssler, Kompensationsumsetzer)
- nach kombinierten Verfahren.

4. Eigenschaften der AD-Umsetzer in Abhängigkeit von der Bewertung des analogen Meßwertes

Wie bereits in Abschnitt 2. angegeben, erfolgt die Bewertung des analogen Meß-

wertes entweder proportional einem bestimmten Momentanwert innerhalb des Zeitintervalls für die Quantisierung (in einigen Fällen ist es aber auch hier schon der arithmetische Mittelwert über eine verhältnismäßig kurze Zeit) oder proportional dem arithmetischen Mittelwert über ein Zeitintervall innerhalb des Umsetzungszyklus. Die Bewertung des arithmetischen Mittelwertes ergibt sich daraus, daß während der Umsetzung eine Integration des Analogsignals vorgenommen wird. Für die Unterscheidung in dieser Hinsicht haben sich deshalb die Begriffe Momentanwertumsetzer und integrierende Umsetzer eingebürgert.

4.1. Momentanwertumsetzer

In Bild 3 ist der zeitabhängige Verlauf einer Meßgröße $x(t)$ dargestellt, die durch einen Gleichanteil x_- und eine überlagerte Störgröße $s(t)$ gebildet wird. Besteht die Aufgabe, die Gleichgröße zu messen, dann liefert ein Momentanwertumsetzer nur während der Meßzyklen den richtigen Wert, bei denen die Abtastung gerade zu einem Moment erfolgt, in dem keine Störgröße überlagert ist, also in den Zeitmomenten t_1 und t_3 . Die im Moment t_2 erfolgende Abtastung und AD-Umsetzung liefert ein völlig falsches Ergebnis, im dargestellten Beispiel etwa den halben Wert von x_- .

Besteht die Aufgabe, den zeitlichen Verlauf von $x(t)$ zu messen, dann muß ein Momentanwertumsetzer verwendet werden, der eine so hohe Zahl von Umsetzungen erlaubt, daß der wesentliche Verlauf der Größe $x(t)$ durch eine hinreichende Zahl von Abtastungen pro Sekunde gemessen und registriert werden kann. Im Beispiel von Bild 3 müßte mindestens zu allen Zeitmomenten im Abstand von Δt_0 (durch gestrichelte senkrechte Linien eingezeichnet) eine Umsetzung erfolgen.

Bei der Umsetzung von Meßwerten, denen Störgrößen überlagert sind, liefert der Momentanwertumsetzer falsche Ergebnisse. Bei den überlagerten Störgrößen handelt es sich meistens um eingestreute Wechselspannungen aus dem Stromversorgungsnetz mit einer Grundwelle von 50 Hz und zugehörigen Oberwellen. Abhilfe bringt die Verwendung von Filtern (Tiefpässen) am Eingang des Umsetzers. Dieses Verfahren hat jedoch den Nachteil, daß je nach Dimensionierung erhebliche Einschwingzeiten für die Filter auftreten, so daß die Umsetzgeschwindigkeit stark reduziert wird [6] [11] [12].

4.2. Integrierende Umsetzer

Bei den integrierenden Umsetzern ist zur Bewertung der analogen Meßgröße proportional dem arithmetischen Mittelwert die Integration erforderlich, die prinzipiell auf zweierlei Weise erfolgen kann.

4.2.1. Realisierung der Integration

Die erste Möglichkeit für die Integration besteht darin, daß durch einen Integrator während der Integrationszeit T_i direkt das Integral

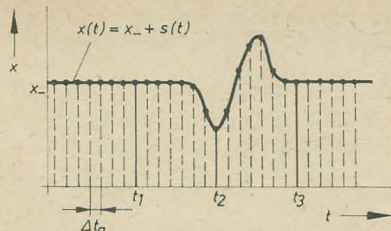


Bild 3: Bewertung einer Gleichgröße x_- , die durch eine Störgröße $s(t)$ überlagert ist, bei Verwendung eines Momentanwertumsetzers

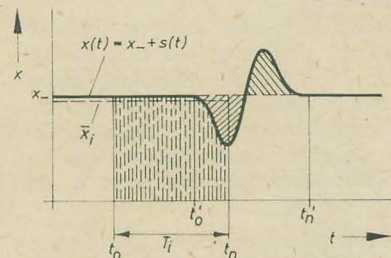


Bild 4: Bewertung einer Gleichgröße x_- , die durch eine Störgröße $s(t)$ überlagert ist, bei Verwendung eines integrierenden Umsetzers

$$\bar{x}_i = \frac{1}{T_i} \int_{t_0}^{t_0+T_i} x(t) dt \quad (4)$$

gebildet wird. Für den am Ausgang des Integrators erscheinenden Wert des Integrals erfolgt dann die eigentliche AD-Umsetzung.

Die zweite Möglichkeit besteht darin, daß ebenfalls mit Hilfe eines Integrators eine Anzahl gleicher Quanten q

$$q = \int_{t_{v-1}}^{t_v} x(t) dt \quad (5)$$

innerhalb eines festen Zeitintervalls, das auch hier mit T_i bezeichnet werden soll, gebildet wird. Immer dann, wenn die Ausgangsgröße des Integrators den Wert q erreicht, wird die der Integration dienende Kapazität entladen und ein Impuls abgegeben, der einem Zähler zugeführt wird. Danach beginnt sofort eine neue Integration. Im Intervall T_i wird somit eine Zahl von n Integralen gebildet, deren Summe gleich dem in Gl. (4) angegebenen Integral ist. Man erhält unter Vernachlässigung der Zeit, die für die Entladung der Kapazität benötigt wird

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_i} \left(\int_{t_0}^{t_1} x(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} x(t) dt + \dots + \int_{t_{n-1}}^{t_n} x(t) dt \right) \\ = \frac{1}{T_i} \int_{t_0}^{t_n} x(t) dt \end{aligned} \quad (6)$$

mit $t_n = t_0 + T_i$.

Für die linke Seite von Gl. (6) läßt sich schreiben

$$\frac{1}{T_i} \sum_{v=1}^n \int_{t_{v-1}}^{t_v} x(t) dt = n \frac{q}{T_i}, \quad (7)$$

da die hinter dem Summenzeichen stehenden Integrale nach Gl. (5) alle den

gleichen Wert q haben. Aus Gl. (6) und (7) erhält man nun unter Berücksichtigung von Gl. (4)

$$\bar{x}_i = \frac{1}{T_i} \int_{t_0}^{t_0+T_i} x(t) dt = n \frac{q}{T_i} \quad (8)$$

Die vom Zähler angezeigte Zahl n von Impulsen ist somit proportional dem über die Zeit T_i gebildeten Integral der analogen Meßspannung, die AD-Umsetzung ist hier direkt mit der Quantisierung verknüpft.

Schreibt man Gl. (5) nicht als Integral, sondern als Produkt

$$q = \bar{x}_v \cdot \Delta t_v, \quad (9)$$

wobei $\bar{x}_v$ den mittleren Wert von $x(t)$ im v -ten Zeitabschnitt darstellt, dann läßt sich Gl. (9) umformen in

$$\frac{1}{\Delta t_v} = f_v = \frac{1}{q} \bar{x}_v. \quad (10)$$

Durch Gl. (10) wird ausgesagt, daß bei der beschriebenen zweiten Möglichkeit zur Realisierung der Integration für AD-Umsetzer die momentane Frequenz (im v -ten Zeitabschnitt) der bei der Quantisierung erzeugten Impulse direkt proportional der umzusetzenden analogen Meßgröße $x(t)$ im v -ten Zeitabschnitt ist. Es handelt sich also hier um die Umsetzer, die die Meßgröße direkt in eine Frequenz umsetzen. In Abhängigkeit davon, welche Größe direkt in eine Frequenz umgesetzt wird, werden sie mit Spannungs-Frequenz-, Strom-Frequenz-, Geschwindigkeits-Frequenz-Umsetzer usw. bezeichnet.

4.2.2. Vorteile der integrierenden Umsetzer

In Bild 4 ist noch einmal der gleiche Meßgrößenverlauf $x(t) = x_- + s(t)$ wie in Bild 3 dargestellt. Erfolgt eine Umsetzung mit integraler Bewertung im Intervall $[t_0; t_0 + T_i]$, so liefert der Umsetzer eine Ausgangsgröße, die proportional dem arithmetischen Mittelwert $\bar{x}_i$ des bewerteten Intervalls ist. Es ist zu erkennen, daß die überlagerte Störgröße bei der integralen Bewertung einen wesentlich geringeren Einfluß auf die Messung hat als beim Momentanwertumsetzer. Für das Intervall $[t_0; t_0 + T_i]$ in Bild 4 wird der nur gering von der zu messenden Größe x_- abweichende Wert $\bar{x}_i$ bewertet. Würde die Integration im Intervall $[t_0'; t_0' + T_i]$ erfolgen, dann hätte die überlagerte Störgröße keinen Einfluß auf die Messung, da sich dann gerade positiver und negativer Anteil der angenommenen Störgröße kompensieren würden (verschiedenen schraffierten Flächen in Bild 4).

Für einen Integrator läßt sich eine Filterwirkung berechnen, die von der Frequenz f_s einer sinusförmigen Störgröße und der Integrationszeit T_i abhängig ist. Die Berechnung ist relativ einfach, sie ist u.a. in [10] [11] und [12] dargestellt. Man erhält aus der Berechnung eine Mindestdämpfung von

$$\begin{aligned} a_i &= 20 \lg \frac{f_s \cdot T_i \cdot \pi}{|\sin(f_s \cdot T_i \cdot \pi)|} \\ &= 20 \lg \frac{1}{|\text{sp}(f_s \cdot T_i \cdot \pi)|} \end{aligned} \quad (11)$$

Der Verlauf von Gl. (11) ist im Bild 5

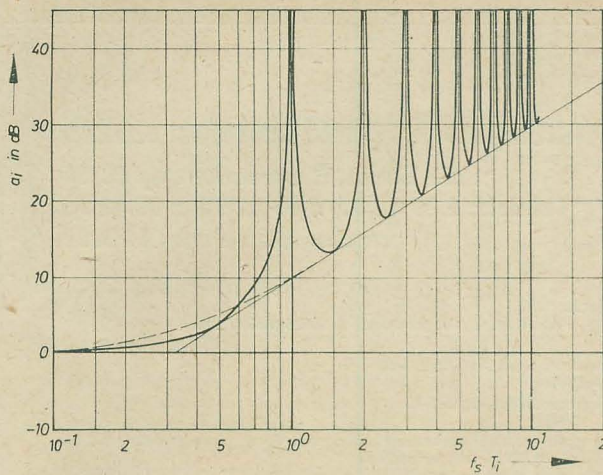


Bild 5: Dämpfungsverhalten des integrierenden AD-Umsetzers in Abhängigkeit von der Frequenz

dargestellt. Für alle ganzzahligen Werte von $f_s \cdot T_i$ ergibt sich ein Dämpfungspol. Die Minimalwerte der Dämpfung zwischen den Polen steigen nach der Beziehung

$$a_{i, \min} = 20 \lg (f_s \cdot T_i \cdot \pi), \quad (12)$$

gültig für $f_s \cdot T_i \geq 1/\pi$, an. Dieser An-

stieg entspricht nach [11] dem Dämpfungsverlauf eines einfachen RC-Tiefpaßgliedes mit der Zeitkonstante

$$\tau = \frac{T_i}{2} \quad (13)$$

Der Dämpfungsverlauf des äquivalenten RC-Tiefpasses (ein RC-Glied) ist zum

Vergleich in Bild 5 gestrichelt mit eingezeichnet.

Die in Gl. (11) angegebene Beziehung des Dämpfungsverlaufs für die Störunterdrückung bei integrierenden Umsetzern gilt für beliebige zufällige Beziehungen zwischen Phasenlage der Störgröße und Lage des Integrationsintervalls im Zeitverlauf. Durch Synchronisationsmaßnahmen lassen sich höhere Werte der Störunterdrückung realisieren [10] [11] [12].

Eine besondere Bedeutung hat die Störunterdrückung durch Integration für das Ausschalten des Einflusses netzsynchroner Störungen. Wegen der Netzfrequenz von 50 Hz ist der Minimalwert für die Integrationszeit

$$T_{i, \min} = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{50} \text{ s} = 20 \text{ ms}, \quad (14)$$

damit die durch $f_s \cdot T_i = 1$ gegebene Polstelle der Dämpfung genutzt werden kann. Deshalb ist bei Ausnutzung einer Störspannungsunterdrückung für Netzstörungen durch integrierende AD-Umsetzer die Umsetzgeschwindigkeit durch Gl. (14) begrenzt. Wird fortgesetzt

Schutzschaltungen zur Begrenzung der Speisespannung von integrierten TTL-Schaltkreisen

Diskussion

Die in [1] angegebenen Schaltungen erfüllen sicherlich den vorgegebenen Zweck; das Wirkungsprinzip entspricht jedoch seit langem nicht mehr dem Stand der Technik.

Es hat sich allgemein durchgesetzt, zur Verhinderung von Überspannungen am Ausgang elektronischer Stromversorgungseinrichtungen die Thyristor-Kurzschlußschaltung (im angelsächsischen Sprachgebrauch „crowbar“-Schaltung genannt) zu verwenden. Ihr Prinzip zeigt das Bild 1.

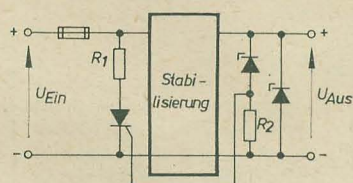


Bild 1: Prinzip der „crowbar“-Schaltung

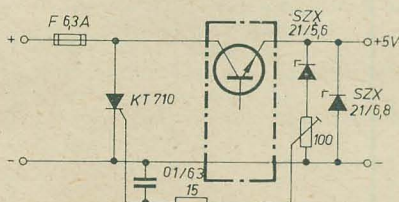


Bild 2: Realisierungsbeispiel für $U_A = -5 \text{ V}$; $I_A = 6 \text{ A}$

Bei Auftreten einer Überspannung zündet die Z-Diode und erzeugt über dem Widerstand R_2 einen Spannungsabfall, der den Thyristor zündet. Dadurch wird die Eingangsspannung kurzgeschlossen und die Sicherung springt an. Es wird meist eine flinke Schmelzsicherung verwendet. R_1 begrenzt gegebenenfalls den kurzzeitigen Kurzschlußstrom, damit der Thyristor nicht überlastet wird. Der Thyristor selbst muß nur die sehr kurze (im Bereich von einigen Millisekunden liegende) Belastung aushalten. Bei einer Normallast der Stromversorgung bis zu 2 A ist z. B. der ČSSR-Typ KT 501 geeignet.

Durch eine zusätzliche Z-Diode direkt parallel zum Ausgang kann verhindert werden, daß in der Zeit zwischen auftretender Überspannung und Thyristorzündung (maximal einige Mikrosekunden) eine unzulässige Ausgangsspannung auftritt. Die Vorteile dieser Methode gegenüber den im angegebenen Aufsatz vorgeschlagenen Schaltungen sind:

- geringerer Bauelementeaufwand,
- keine zusätzlichen Verlustleistungen während des normalen Betriebes,
- keine Verschlechterung der Eigenschaften der Stromversorgung (Regelung, Innenwiderstand) während des Normalbetriebes,
- hohe Zuverlässigkeit, vernachlässigbare Alterung.

Bild 2 zeigt ein praktisches Beispiel für $U_A = -5 \text{ V}$; $I_A = 6 \text{ A}$.

Dipl.-Ing. Wolfgang Schuster

Literatur

- [1] Kühne, Harro: Schutzschaltungen zur Begrenzung der TTL-Speisespannung von integrierten Schaltkreisen. radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 12, S. 386, 394
- [2] Hewlett Packard, Handbuch der Stromversorgung
- [3] Wandel und Goltermann: Technische Information 2.3.69085

Stellungnahme des Autors von [1]:

Ich stimme den allgemeinen Bemerkungen, insbesondere den genannten Vorteilen, der von Herrn Dipl.-Ing. Schuster angegebenen Schaltung voll und ganz zu. Man sollte bei Neukonstruktionen diesen Schaltungsvorschlag anwenden. Die in „rfe“ Heft 12/72 veröffentlichten Schaltungen waren vornehmlich für vorhandene Laborgeräte bestimmt, die zum Betreiben von Versuchsschaltungen verwendet wurden.

Nicht einverstanden bin ich mit der angegebenen praktischen Dimensionierung. Da die Zündspannung des KT 710 etwa 0,6 bis 1 V betragen muß, würde die gezeigte Schaltung erst abschalten, wenn die Ausgangsspannung Werte erreicht, die größer als 6,2 V sind. Das kann aber schon zu spät sein. (Der Grenzwert sollte bei 5,5 V liegen.) Harro Kühne



VERSORGUNGSKONTOR FÜR MASCHINENBAUERZEUGNISSE BERLIN

Betrieb MSR und Laborgeräte

1157 Berlin, Blockdammweg 60/64

Telefon: 5 09 44 85, 5 09 42 97, 5 09 42 98

Fernschreiber: Berlin 112001

Wissenschaftlich-technischer Fortschritt hilft bei der Lösung Ihrer Meßaufgaben.

Unser Kontor Fachabteilung MSR 91 bietet Ihnen zur Lieferung noch 1972 nachstehende elektronischen Meßgeräte an:

Selektives Mikrovoltmeter W 6-1
0,15 MHz – 35 MHz
Selektives Mikrovoltmeter StV 301-2
0,15 MHz – 30 MHz
Selektives Mikrovoltmeter SMV 1-2
Frequenz: 300–900 MHz // 1 μ V – 10 mV
Tiefstfrequenzgenerator TR 0451
Frequenz: 0,001–1000 Hz // max. 10 V_{ss}
Tiefstfrequenzgenerator TR 0452
Frequenz: 0,001–1000 Hz Phasenverschiebung 0°–360°
Tiefstfrequenzgenerator TR 0454
Frequenz: 0,001–1110 Hz // max. 10 V_{ss} für automatische Systeme geeignet
Generator GF 71
18 Hz – 22 kHz // (– 60 bis + 10) dB
Schwebungsgenerator SG 201
20 Hz – 20 kHz
RC-Generator PW 9
1 Hz – 200 kHz
Leistungsgenerator GM 2
20 kHz – 30 MHz // ohne Modulation 5 W //
Generator G 3-47
0,02–20 000 Hz // 0–110 dB an 600 Ohm // Leistung 0,63 W
Generator G 3-49
0,01 Hz – 1 MHz // 0–60 dB an 600 Ohm // Leistung 1 W
Rauschgenerator BM 380
10 MHz – 1000 MHz // Rauschzahl 1,5 kTo bis 45 kTo
Laborimpulsgenerator TR 0356/3
20 kHz – 20 MHz

Zur universellen Ergänzung des Typs TR 0356/3 stehen nachfolgende Einschübe zur Verfügung:

Verzögerungseinheit D II
100 ns – 10 ms
Impulsausgangseinheit PO 14
max. 200 kHz / 0,8–5 A / neg. Impuls
Impulsausgangseinheit PO 15
max. 200 kHz / 0,8–5 A / pos. Impuls
Impulsausgangseinheit PO 21
max. 50 MHz / 5 V an 50 Ω / pos. und neg. Impulse
Impulsausgangseinheit PO 26
max. 300 kHz / 175 mV an 50 Ω / Anstiegszeit 100 ps
Teilereinheit A II
max. 100 MHz / X 1 – X 0,02 / 2 W
Teilereinheit A 21
max. 300 MHz / X 1 – X 0,05 / 2 W
Teilereinheit A 22
max. 1 GHz / 0 dB – 60 dB / 0,5 W
Teilereinheit A 23
max. 1 GHz / X 1 – X 0,001 / 0,5 W
Mischer M 21
4 Eingänge / 2 X pos., 2 X neg.
Logik-Einheit L II
16-Bit-Wortereinheit W 21
RGB Generator TR 0864
Stereogenerator SCA
Wellenmesser 121 bs
30 kHz – 30 MHz
Elektronischer Zählfrequenzmesser Tsch 3-20
1,2 MHz
Elektronischer Zählfrequenzmesser Tsch 3-32
3,0 MHz
Elektronischer Zählfrequenzmesser Tsch 3-22
12 MHz
Elektronischer Zählfrequenzmesser Tsch 3-34
120 MHz direkt
Elektronischer Zählfrequenzmesser Tsch 3-30
80 MHz direkt bis 540 MHz mit Umsetzer
Elektronischer Zählfrequenzmesser TR 5250
100 MHz mit Umsetzer
Sichtanzeige 3522
Drucker für Typ 3506

Zweistrahloszilloskop S 1-55
0–10 MHz
Digitaloszilloskop S 1-43
0–10 MHz
Sampling und Speicheroszilloskop mit Verzögerungsleitung S 1-53
50 Hz – 1000 MHz // 10 mV/Teil
Osz. Impulsmesser J 2-17
Sichtgerät BU 401-21
Sichtgerät BU 401-22
Transistorkennliniensreiber TR 4802
Lichtstrahloszillograf 12 LS-I
Technischer Schnellschreiber TSS 101
direktanzeigendes Kapazitätsmeßgerät WMP 3
Digitalohmmeter E 6-5
Mb.: 0,001 bis 9999 k Ω
Digitalohmmeter R 380
Mb.: 10–10⁷ Ω / Meßzeit 1 s
Digitalohmmeter R 382
Mb.: 10–10⁷ Ω / Meßzeit 1 s
Impedanzmeßgerät 12 XL 020
50 Hz – 300 kHz // 1–300 k Ω
Scheinleiterwertmeßbrücke BM 432 mit Indikator BP 4321
100 kHz bis 20 MHz // 0 bis 1000 μ S
Scheinleiterwertmeßbrücke BM 433 mit Indikator BP 4321
100 kHz bis 20 MHz // 0 bis 100 mS
Transistorparametermeßgerät BM 429 (h-Parameter)
Y-Parametermeßgerät BM 447
Frequenzbereich: 10 Hz bis 250 MHz // G: 0 bis 2 mS // C: 0–10 pF
Parametermeßgerät für Leistungstransistoren BM 455
Gütefaktormesser BM 311
(50 kHz – 50 MHz)
Gütefaktormesser BM 409
(20 MHz – 300 MHz)
Gütefaktormesser BM 449
(250 MHz – 700 MHz)
Gleichspannungsregler 303/I
0–300 V // 300 mA
Gleichspannungsregler 303 D/I
0–300 V // 300 mA (dekadisch)
Gleichspannungsregler TG 1006
200–1000 V // 6 mA
Gleichspannungsregler NG 2000/0,1
250–2000 V // 100 mA
Gleichspannungsregler NG 3000/0,2
Wechselspannungsregler NG 220/2,25
Wechselspannungsregler NG 220/7
Automatischer Netzregler NR 220/20 III
Stellgleichrichter SG 350/10 III
Eichleitungen XA 710, XA 720, XA 708, XA 715, XA 728, XA 721
Verlustfaktormesser TR 9701 (Schering-Brücke)
Verlustfaktor 1 · 10⁻⁴ bis 100 · 10⁴ bei 50 Hz // Frequenz:
50 Hz – 300 kHz
Terzoktavzusatzfilter TOZ 101
Pegelschreiber PSG 101 mit Schwebungsgenerator SG 201
Koordinatenschreiber „endim 620.01“
Lichtblitzstroboskop TR 5501
Vektormesser Z 50
3 mA – 5 A // 0,15–300 V // 0–360°
Induktive Einbaumeßwertgeber 4.65.120
Starkstrom-Montage-Meßkoffer QN 10
Klassiereinrichtung KLA 4
Präz.-DE Instrument 315 831
KI. 0,2 // 65–650 V (5 Bereiche)
Universalmesser Z 4313
Gleich- u. Wechselspannung 1,5 V – 600 V // Strom bis 1,5 A // Widerstand bis 5 M Ω
Universalmesser und Transistorprüfer Z 4341
Spannungsteiler für phasenempfindl. Voltmeter 203.1
Spannungsteiler für phasenempfindl. Voltmeter 203.2
Übertrager für phasenempfindl. Voltmeter 203.7
Übertrager für phasenempfindl. Voltmeter 203.8

Die genannten Meßgeräte stellen nur einen Ausschnitt aus der Palette unseres umfangreichen Sortiments an elektrischen Labormeßinstrumenten und elektronischen Meßgeräten dar.

Auf Wunsch senden wir Ihnen Angebote mit ausführlichen technischen Parametern (Anfrage bitte zweifach einreichen, da Kopie als Antwortschreiben verwandt wird).

Unser Angebot ist unverbindlich und gilt dem Versorgungsbereich Berlin.

Signale

- Informationssignale
(Eingangskode BCD 1-2-4-8)
- Steuersignale
Befehlssignale (B0), (B1), (B2)
Meldeesignale (M1), (M2)
- Programmsignale
Kommandosignale (K1) (Rotdruck)
Kommandosignale (K2) (Doppelzeile)

Alle Signale genügen den elektrischen und logischen Bedingungen des Standard-Interface 1.1. Über die Signale und die Steuerschaltung, die im Standard-Interface 1.1 fixiert sind, wurde in rfe 21 (1972) H. 11, S. 349 bis 352 bereits berichtet.

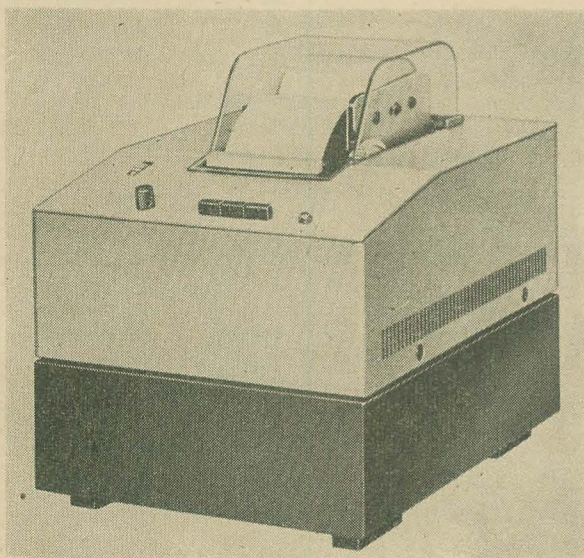


Bild 1: Meßwertdrucker S-3198.010

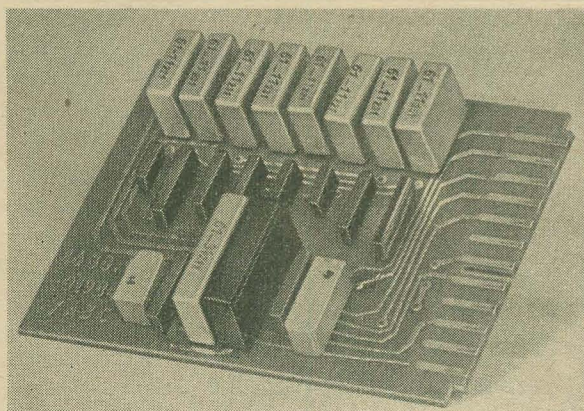


Bild 2: Eingangsdekodierung S-3198.020

Meßwertdruckersystem S-3198.000

Kombinat VEB Funkwerk Erfurt

(13)

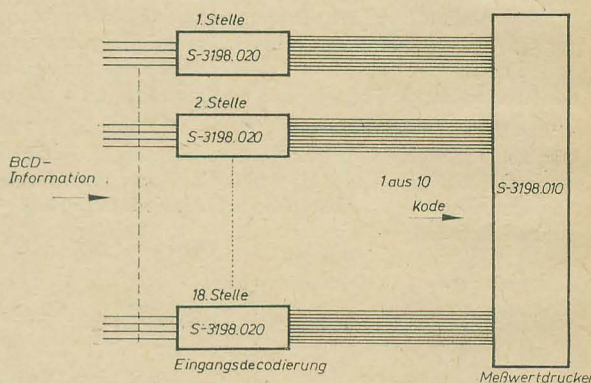


Bild 3: Blockschaltbild des Meßwertdruckers S-3198.000

Anwendung

Das Meßwertdruckersystem S-3198.000 ist zur Registrierung beliebiger numerischer Meßgrößen geeignet, wenn die Ergebnisse in digitaler Form – im BCD-Kode mit Pegeln und Steuersignalen nach Standard-Interface 1.1 – bereitgestellt werden. Das Gerätesystem wird vorzugsweise zur Registrierung der Meßergebnisse der Digitalvoltmeter des Digitalvoltmetersystems S-1101.000 und der Frequenz-Periodendauermesser des Universalzählersystems S-2101.000 aus dem Erzeugnissystem „Digitale Meßwerterfassung und -ausgabe – Grundgeräte –“ des Kombinats VEB Funkwerk Erfurt – Stammbetrieb – verwendet.

Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, mit Hilfe des Pegel-Code-Umsetzersystems S-3199.000 die Geräte und Gerätesysteme der 1. Gerätegeneration des o. a. Erzeugnissystems anzupassen.

Das Gerätesystem Meßwertdruckersystem S-3198.000 besteht aus folgenden Erzeugnissen:

1. Systemtypen

- 1.1. Meßwertdrucker S-3198.010
- 1.2. Eingangsdekodierung S-3198.020

2. Systemvarianten

	Stellen- zahl	Systemtypen S-3198.010	S-3198.020
2.1. Meßwertdrucker S-3198.500	7	1×	7×
2.2. Meßwertdrucker S-3198.510	11	1×	11×
2.3. Meßwertdrucker S-3198.520	14	1×	14×
2.4. Meßwertdrucker S-3198.530	18	1×	18×

Während der Meßwertdrucker S-3198.010 (Bild 1) in jeder Systemvariante nur einmal eingesetzt wird, benötigt man den Systemtyp Eingangsdekodierung S-3198.020 (Bild 2) für jede auszudruckende Stelle je einmal. Der

Anwender kann je nach benötigter Stellenzahl die entsprechende Systemvariante auswählen und im Bedarfsfall – mit Ausnahme der Systemvariante S-3198.530 – durch das Einsetzen weiterer Systemtypen Eingangsdecodierung S-3198.020 erweitern. Die maximale Stellenzahl beträgt 18 Stellen. Werden nicht alle 18 Stellen benötigt, so können durch Freilassen bestimmter Stellen (Bild 3) (Dezimalstellen: $10^0 \dots 10^{17}$) Kolonnen gebildet werden. Beläßt man hingegen die Eingangsdecodierung S-3198.020 im Meßwertdrucker S-3198.010 und belegt die Eingänge der entsprechenden Dezimalstellen mit keiner Information, so wird an diesen Stellen die Ziffer „0“ gedruckt. Ferner ist es möglich, die Übersichtlichkeit der Darstellung dadurch zu erhöhen, daß durch eine fernsteuerbare Farbbandumschaltung ausgewählte Meßwerte rot gedruckt werden. Weiterhin ist es möglich, den Zeilenzwischenraum zwischen zwei aufeinanderfolgenden Meßwerten durch Eingabe des Kommandosignals „Doppelzeile“ zu vergrößern.

Für die Inbetriebnahme der Systemvarianten und Kombinationen wird ein Zubehör empfohlen, das zusätzlich – dem jeweiligen speziellen Anwendungsfall angepaßt – zu bestellen ist.

Anwender

- Bereich des wissenschaftlichen Gerätebaus zur Rationalisierung der Meß- und Prüfprozesse
- wissenschaftliche Einrichtungen (Akademien, Universitäten, Hochschulen, Forschungsstellen) für vielfältige Test- und/oder Erkundungsmessungen
- Bereich der medizinischen Labortechnik, Landwirtschaft, metallverarbeitende Industrie, der Energieversorgung unter der Voraussetzung, daß die Einsatzbedingungen gewährleistet sind.

Die Vorteile der Meßwertregistrierung für die Anwender sind:

- praktisch fehlerlose Registrierung, weil die Fehler, die beim Ablesen und Aufschreiben entstehen, ausgeschaltet werden,
- hohe Meßgeschwindigkeiten, dadurch werden bei Serienmessungen schnelle Meßfolgen möglich,
- vollautomatische Meßplätze durch den Einsatz von Registriergeräten,
- Kostenersparnis schon bei relativ kurzer Einsatzdauer der Registriergeräte, weil hochqualifizierte Fachkräfte die für das Bedienen und Ablesen der Meßgeräte notwendig waren, für andere Aufgaben eingesetzt werden können.

Aufbau und Wirkungsweise

Das Meßwertdruckersystem S-3198.000 besteht aus den Systemtypen Meßwertdrucker S-3198.010 (Bild 1) und Eingangsdecodierung S-3198.020 (Bild 2).

Der Meßwertdrucker S-3198.010 enthält außer den Funktionseinheiten Druckwerk, bedingungsabhängige Steuerung nach Standard-Interface 1.1 und einem Netzteil mit Regelverstärkern die Funktionseinheiten zur Anpassung der Steuerung des Druckwerkes an die bedingungsabhängige Steuerung. Darüber hinaus können im Meßwertdrucker S-3198.010 maximal 18 einsteckbare Eingangsdecodierungen S-3198.020 untergebracht werden, so daß kein zusätzlicher Umsetzer erforderlich ist.

Das im Meßwertdrucker S-3198.010 enthaltene Druckwerk ist ein mechanisches Rollendruckwerk, bei dem jeder Ziffernstelle eine Typenrolle zugeordnet ist. Bei Auslösen des Druckvorgangs durch ein Steuersignal werden alle Typenrollen des Druckwerkes durch einen Elektromotor über ein Getriebe um ihre Achse gedreht. Gleichzeitig wird durch eine Lochscheibe, die synchron mit den Typenrollen läuft, mit Hilfe einer Lichtschranke eine Serie von elf Impulsen abgegeben. Diese Impulse treffen zeitlich

mit einer Winkelstellung der Typenrollen zusammen, die beim ersten Impuls der Ziffer 9 und beim zehnten Impuls der Ziffer 0 entspricht. Die durch die Lichtschranke erzeugten Impulse werden in den Ziffernzähler eingezählt. Stimmen die Informationen des 1-aus-10-Ausgangs des Ziffernzählers mit denen der Systemtypen Eingangsdecodierung überein, so werden die entsprechenden Typenrollen über Zahnstangen mit Hilfe von Stellmagneten arretiert und die jetzt vor dem Farbband liegenden Ziffern ausgedruckt. Die Eingangsdecodierungen haben dabei die Aufgabe (Bild 3), die am Eingang anliegenden Informationssignale im BCD-Kode 1-2-4-8 mit Hilfe einer Diodenmatrix in eine 1-aus-10-Information für den Vergleich mit der Ausgangsinformation des Ziffernzählers umzusetzen. Ein zusätzlich eingebauter Zeitschalter ermöglicht die Verzögerung der Fertigmeldung des Druckvorgangs.

Technische Hauptkennwerte

Druckkapazität	7...18 Stellen
Druckgeschwindigkeit	2 Drucke/s
Zeitschalter	in Stufen einstellbar etwa 0,5 s, 30 s, 1 min, 3 min, 5 min
Druckauslösung	intern: durch Tastendruck extern: nach Standard-Interface 1.1
allg. elektr. Bedingungen für Signale	nach Standard-Interface 1.1
technische Basis	Schaltkreise der Baureihe D2/D21 des Kombinati VEB Keramische Werke Hermsdorf
Spannung	
Logisch 1	0...+ 0,5 V
Logisch 0	+ 6,5...+ 13,2 V
Strom	
Logisch 1	– 3,5 mA je Einheitslastfaktor
Logisch 0	+ 1 mA je Einheitslastfaktor
Übergänge = 01	
Ausgang	$t_1 \leq 0,8 \mu s$
Eingang	$t_2 \leq 6 \mu s$
Kode der Informationssignale	BCD 1-2-4-8
Wirkung der Steuerungssignale	
(B0)	= 1
(B1), (B2), (M1), (M2)	= 01
Wirkung der Programmsignale	
(K1), (K2)	= 1
Betriebsbedingungen	110/120/220/240 V 50 Hz, 130 VA
Masse	≈ 17 kg

KONDENSATOR-MIKROFONE

für Studio- und Meßzwecke

MIKROFON-ZUBEHÖR

Lieferung nur über die
Versorgungskontore für Maschinenbau-
Erzeugnisse – Abteilung Schwachstrom

VEB Mikrofontechnik Gefell

6552 GEFELL · Telefon: 262-264 · Telex: 58-8843

Dipl.-Ing. HELMUT NAST

Um vollständige Übereinstimmung mit der Algebra der zweiwertigen Schaltvariablen zu erreichen, sind die Begriffe „leere Menge“ (die Menge enthält kein einziges Element) und die gesamte Menge mit den Symbolen $\emptyset$ und I zu belegen. Ferner ist noch der Begriff „komplementäre Menge“ einzuführen. Unter der komplementären Menge ist folgendes zu verstehen:

Ist A eine Teilmenge von M , so ist $\bar{A}$ die Teilmenge, deren Elemente nicht in A enthalten sind.

Durch Konstruktion entsprechender Mengen- oder Venn-Diagramme sind die Vereinigung, der Durchschnitt, die komplementäre Menge sowie die vier Axiome anschaulich darstellbar. Im Bild 6.16 ist dies für die Vereinigung, den Durchschnitt und die komplementäre Menge gemacht worden. Es ist leicht einzusehen, daß das Kommutativgesetz ($A \cup B = B \cup A$, $A \cap B = B \cap A$) erfüllt ist, da die Reihenfolge bei der Bildung von Vereinigung und Durchschnitt keine Rolle spielt. Die Gültigkeit des zweiten Axioms (Distributivgesetze, Auflösen von Klammern bzw. ausklammern) wird im Bild 6.17 gezeigt. Im dritten Axiom kommt die Existenz des Einselementes bzw. der Menge M als Teilmenge von M zum Ausdruck. Wenn eine Teilmenge A mit der leeren Menge vereinigt wird, so kommt kein weiteres Element zu A hinzu. Es gilt also $A \cup \emptyset = A$. Der Durchschnitt von A und $\emptyset$ dagegen muß die leere Menge ergeben, da es keine gemeinsamen Elemente in beiden Teilmengen gibt. Demnach gilt $A \cap \emptyset = \emptyset$. Wird die gesamte Menge I mit einer Teilmenge A vereinigt, so ergibt sich selbstverständlich I , da A Bestandteil von I ist, also $A \cup I = I$. Anders dagegen beim Durchschnitt. A geschnitten mit I muß A ergeben, denn nur die Elemente von A sind beiden Teilmengen gemeinsam. Es gilt also $A \cap I = A$. Im Bild 6.18 ist dieser Sachverhalt dargestellt.

Das vierte Axiom behandelt das Komplement bzw. die komplementäre Menge. Im Bild 6.16 sind die für die komplementäre Menge charakteristischen Beziehungen dargestellt. Die Teilmenge A vereinigt mit ihrer komplementären Menge $\bar{A}$ ergibt die gesamte Menge, also $A \cup \bar{A} = I$. Bildet man dagegen den Durchschnitt von A und $\bar{A}$, so ist klar, daß es kein Element geben kann, das beiden Teilmengen gemeinsam ist. Demzufolge ist $A \cap \bar{A} = \emptyset$.

Damit sind die vier Axiome erfüllt, und es lassen sich alle anderen Beziehungen, die für eine Boolesche Algebra gültig sind (s. Bild 6.9), hieraus ableiten. Zusammenfassend läßt sich sagen:

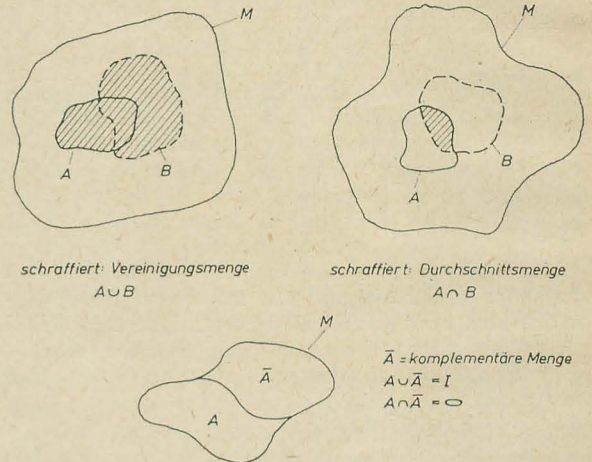


Bild 6.16: Mengendiagramme der Vereinigungsmenge, der Durchschnittsmenge und der komplementären Menge

- Das System der Teilmengen einer gegebenen Menge ist eine Boolesche Algebra, die kurz die Mengenalgebra genannt wird.

6.3. Schaltfunktionen

Es sei ein aus n Teilsystemen bestehendes Gesamtsystem gegeben. Die einzelnen Teilsysteme werden durch die zweiwertigen Variablen $x_1, x_2, \dots, x_n$ beschrieben. Für das Gesamtsystem existiere die Funktion y , und zwar in der Form

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (6.3.1.)$$

Gl. (6.3.1.) stellt eine Funktionalbeziehung zwischen den einzelnen Teilsystemen und dem Gesamtsystem (y ist die abhängige Variable, die $x_1, x_2, \dots, x_n$ sind die unabhängigen Variablen) dar.

Die Funktion y kann auf zweierlei Weise gegeben sein:

- (1) als Formel, d. h., die unabhängigen Variablen $x_1, x_2, \dots, x_n$ sind durch Addition, Multiplikation und Komplementierung miteinander verbunden
- (2) als Wertetabelle, d. h., zu jeder Kombination der unabhängigen Variablen $x_1, x_2, \dots, x_n$ gehört ein Wert für y .

Bei technischen Aufgabenstellungen ist oft die Darstellungsweise (2) gegeben. Es erhebt sich nun die Frage,

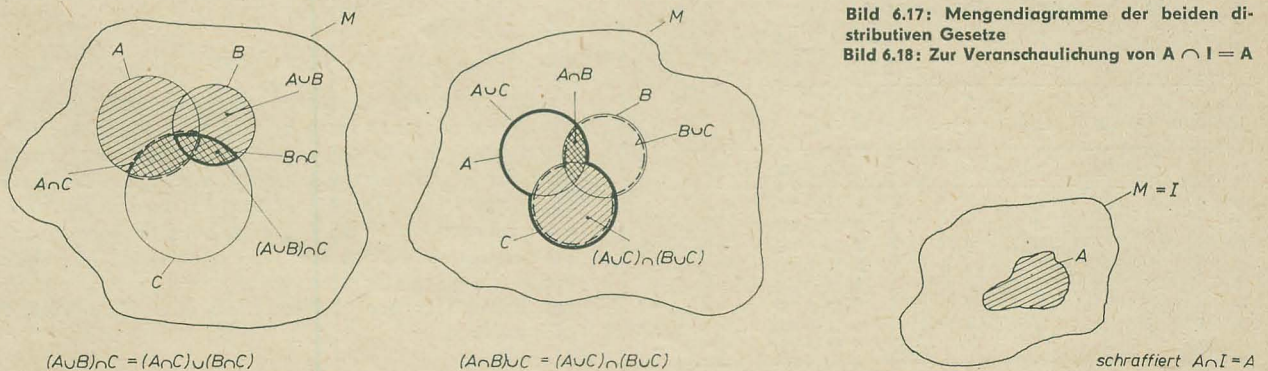


Bild 6.17: Mengendiagramme der beiden distributiven Gesetze
Bild 6.18: Zur Veranschaulichung von $A \cap I = A$

wie man von der Darstellungsweise (1) zur Darstellungsweise (2) – also von der Formel zur Wertetabelle – bzw. von der Darstellungsweise (2) zur Darstellungsweise (1) gelangt – von der Wertetabelle zur Formel –. Die Beantwortung dieser Fragen soll Gegenstand der folgenden Abschnitte sein.

6.3.1. Wertetabelle

Bei n **unabhängigen** Variablen gibt es genau $N = 2^n$ Wertekombinationen. Die einzelnen Kombinationen lauten

$$\begin{aligned} P_0 &= (0, 0, \dots, 0, 0) \\ P_1 &= (0, 0, \dots, 0, 1) \\ P_2 &= (0, 0, \dots, 1, 0) \\ P_3 &= (0, 0, \dots, 1, 1) \\ &\vdots \\ P_{N-2} &= (1, 1, \dots, 1, 0) \\ P_{N-1} &= (1, 1, \dots, 1, 1) \end{aligned} \quad (6.3.2.)$$

Die Reihenfolge der Kombinationen P_ν ist dabei so, daß der Index ν (Dezimalzahl) der rechts vom Gleichheitszeichen stehenden Kombination (Dualzahl) entspricht. Auf diese Weise kann keine Kombination übersehen werden. ν läuft natürlich nur bis $N-1$, da mit $\nu=0$ begonnen wurde und $N=2^n$ ist.

Als Beispiel sei die Funktion

$$y = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 + x_1 \cdot x_3$$

betrachtet. Mit $n=3$ gibt es $N=2^3=8$ Wertekombinationen. Im Bild 6.19 ist die Schaltfunktion als Wertetabelle dargestellt. Dabei sind für die einzelnen Terme der Schaltfunktion die Rechenregeln (Addition, Multiplikation und Komplementierung) angewendet worden. Die zeilenweise Ermittlung der Schaltfunktion y kann man sich leichter machen, indem man die Werte 0 und 1 selbst als Boolesche Algebra auffaßt (bisher war das nur für die zweiwertigen Variablen geschehen).

Für die Addition, Multiplikation und Komplementierung gelten dann die folgenden Regeln:

$$\begin{aligned} 0+0 &= 0 & 0 \cdot 0 &= 0 \\ 0+1 &= 1 & 0 \cdot 1 &= 0 & \bar{0} &= 1 \\ 1+0 &= 1 & 1 \cdot 0 &= 0 & \bar{1} &= 0 \\ 1+1 &= 1 & 1 \cdot 1 &= 1 \end{aligned} \quad (6.3.3)$$

Im Bild 6.20 ist die Schaltfunktion

$$y = x_1 (x_2 + x_3 \cdot \bar{x}_1)$$

mit dem als Boolesche Algebra aufgefaßten Wertepaar $\{0,1\}$ dargestellt.

Bild 6.19: Tabelle der Funktion $y = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 + x_1 \cdot x_3$

ν	x_1	x_2	x_3	$\bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$	$x_1 \cdot x_3$	y
0	0	0	0	1	0	1
1	0	0	1	1	0	1
2	0	1	0	0	0	0
3	0	1	1	0	0	0
4	1	0	0	0	0	0
5	1	0	1	0	1	1
6	1	1	0	0	0	0
7	1	1	1	0	1	1

Bild 6.20: Tabelle der Funktion $y = x_1 (x_2 + x_3 \cdot \bar{x}_1)$

ν	x_1	x_2	x_3	$x_1 (x_2 + x_3 \cdot \bar{x}_1) = y$
0	0	0	0	0 (0 + 01) = 0
1	0	0	1	0 (0 + 11) = 0
2	0	1	0	0 (1 + 01) = 0
3	0	1	1	0 (1 + 11) = 0
4	1	0	0	1 (0 + 00) = 0
5	1	0	1	1 (0 + 10) = 0
6	1	1	0	1 (1 + 00) = 1
7	1	1	1	1 (1 + 10) = 1

Bild 6.21: Addition, Multiplikation und Komplementierung zweier in Tabellenform gegebener Schaltfunktionen

ν	y_1	y_2	$y_1 + y_2$	$y_1 \cdot y_2$	$\bar{y}_1$	$\bar{y}_2$
0	f_0	g_0	$f_0 + g_0$	$f_0 g_0$	$\bar{f}_0$	$\bar{g}_0$
1	f_1	g_1	$f_1 + g_1$	$f_1 g_1$	$\bar{f}_1$	$\bar{g}_1$
2	f_2	g_2	$f_2 + g_2$	$f_2 g_2$	$\bar{f}_2$	$\bar{g}_2$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$N-2$	f_{N-2}	g_{N-2}	$f_{N-2} + g_{N-2}$	$f_{N-2} g_{N-2}$	$\bar{f}_{N-2}$	$\bar{g}_{N-2}$
$N-1$	f_{N-1}	g_{N-1}	$f_{N-1} + g_{N-1}$	$f_{N-1} g_{N-1}$	$\bar{f}_{N-1}$	$\bar{g}_{N-1}$

Bild 6.22: Konkretes Beispiel zu Bild 6.21 mit den Funktionen $y_1 = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 + x_1 \cdot x_3$ und $y_2 = x_1 (x_2 + x_3 \cdot \bar{x}_1)$

ν	y_1	y_2	$y_1 + y_2$	$y_1 \cdot y_2$	$\bar{y}_1$	$\bar{y}_2$
0	1	0	1	0	0	1
1	1	0	1	0	0	1
2	0	0	0	0	1	1
3	0	0	0	0	1	1
4	0	0	0	0	1	1
5	1	0	1	0	0	1
6	0	1	1	0	1	0
7	1	1	1	1	0	0

Damit ist das Problem des Übergangs von der Darstellungsweise (1) zur Darstellungsweise (2) gelöst.

Im folgenden soll noch das Rechnen mit Schaltfunktionen die in Tabellenform gegeben sind, behandelt werden. Dazu seien zwei Schaltfunktionen betrachtet, die beide von den **gleichen** Variablen $x_1, x_2, \dots, x_n$ abhängen. Sie werden mit

$$y_1 = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$$

$$y_2 = g(x_1, x_2, \dots, x_n)$$

bezeichnet. Beide Funktionen sind in Tabellenform gegeben, wobei ihre Werte f_ν (Funktion y_1) und g_ν (Funktion y_2) seien. Bild 6.21 zeigt, wie Addition, Multiplikation und Komplementierung der beiden Funktionen erfolgt (es werden dabei jeweils die Werte der Funktionen (f_ν und g_ν) bei jeder Kombination P_ν nach den Regeln von (6.3.3) miteinander verknüpft, d. h. Auffassung des Wertepaares $\{0,1\}$ als Boolesche Algebra).

Es ist klar, daß auf diese Weise beliebig viele Funktionen miteinander verknüpft werden können, wobei man gegebenenfalls aus Übersichtsgründen mehrere Tabellen aufstellt. Als konkretes Beispiel sind die Funktionen $y_1 = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 + x_1 \cdot x_3$ und $y_2 = x_1 (x_2 + x_3 \cdot \bar{x}_1)$ behandelt und im Bild 6.22 dargestellt. Die einzelnen Funktionswerte f_ν (von Funktion y_1) und g_ν (von Funktion y_2) wurden den Bildern 6.19 und 6.20 entnommen.

Der allgemeine Fall ist aber der, daß zwei oder mehrere Funktionen addiert oder multipliziert werden sollen, die **nicht von sämtlichen** unabhängigen Variablen – die in den betrachteten Funktionen vorkommen – abhängen. Man verfährt dann so, als würden beide Funktionen jeweils von allen vorkommenden Variablen abhängen und addiert und multipliziert in gleicher Weise wie vorher. An einem praktischen Beispiel wird gezeigt, wie man vorgehen muß. Die beiden Funktionen

$$y_1 = x_1 + \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$$

und

$$y_2 = x_2 \cdot x_3 + \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3$$

hängen nicht von sämtlichen vorkommenden Variablen ab. y_1 enthält nicht x_3 , y_2 enthält nicht x_1 . Dieser Umstand macht sich in der Wertetabelle wie folgt bemerkbar: Da y_1 nicht von x_3 abhängt, erscheinen die Funktionswerte f_ν (als Kombinationen von x_1 und x_2) immer zweimal, nämlich für die x_3 -Werte 0 und 1. Genauso verhält es sich mit y_2 , das nicht von x_1 abhängt. Alle Funktionswerte g_ν (als Kombinationen von x_2 und x_3) erscheinen sowohl für den x_1 -Wert 1 als auch für x_1 -Wert 0, also zweimal.

Wird fortgesetzt

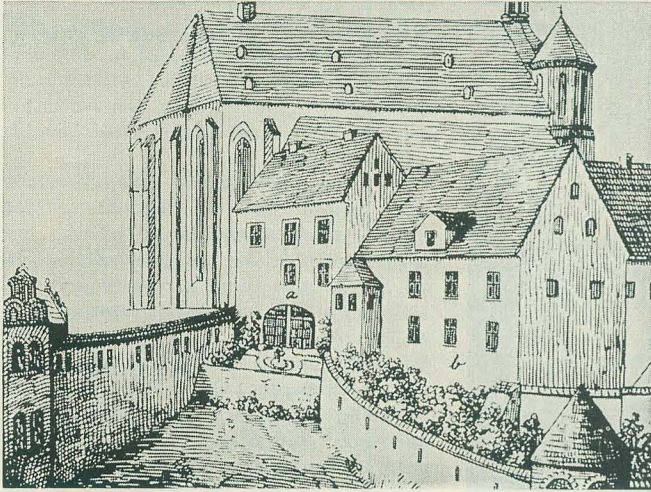


Bild 1: Schlößchen (a) und Vogtshof (b) in Görlitz vor 1830

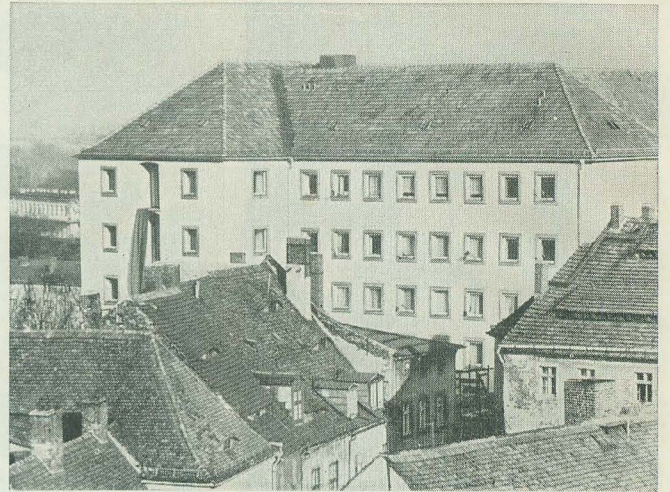


Bild 2: Vogtshof 1971 als Internat für die Fachschule für Elektronik und Informationsverarbeitung „Friedrich Engels“

Vom Vogtshof zum Fachschul-Internat

G. KORLUSS

Auf dem Burgberg der Stadt Görlitz, die 1971 ihr 900jähriges Bestehen feierte, ist schon in grauer Vorzeit ein castrum nachzuweisen. Später residierte auf dem Berg der Vogt der östlichen Oberlausitz. Von daher auch hat das Anfang des vorigen Jahrhunderts auf dem Burgberg erbaute Zucht- und Arbeitshaus seinen Namen. Seit 1928, da der Bau keine Strafgefangenen mehr aufnahm, bildeten die Mauern einen wenig erfreulichen Anblick, zumal der hochaufragende Bau mitbestimmend für die Stadtsilhouette von der Neißeseite her ist. Man fand einfach keine Verwendung für das mit außergewöhnlichen Mauern erbaute Gebäude. Erst in den Sechzigerjahren unseres Jahrhunderts sollte der Vogthof wieder Verwendung finden. Freilich nicht als Zucht- und Arbeitshaus, wie es damals die Landstände erbauen ließen, vielmehr als Internat für die Fachschule für Elektronik und Informationsverarbeitung „Friedrich Engels“ in Görlitz.

Doch dazu bedurfte es umfangreicher, schwieriger Umbauarbeiten. Die jungen Maurer vom Hauptauftragnehmer, dem VEB Baureparatur Görlitz, berichteten, daß die Zwischenwände der Zellen, die sie herausbrechen, 1,60 m stark sind. Granitsteine und Mörtel aus naturgelöschtem Kalk geben dem Mauerwerk eine Festigkeit, die die besten Bohrmeißel nur eine halbe Stunde aushalten. Dabei erweist sich der Mörtel als außerordentlich zäh. Im Keller betragen die Mauerdurchmesser sogar 2,20 m.

Neben einem nagelneuen Dach erhielt der Vogtshof neue Fenster, die Zimmer wurden mit Parkett ausgelegt und gestaltet, daß in einem kleinen Vorraum

der Wandschrank Platz findet. Das ganze Haus wird zentralgeheizt. Die gesamte elektrische Installation ist erneuert worden und auch die Kanalisation erfuhr eine völlige Neuverlegung. Inzwischen ist der Westflügel des Gebäudes bereits bewohnt und auch im Nordflügel leben und arbeiten bereits Stu-

dentinnen und Studenten. Nichts ist hier mehr von der düsteren Zuchthausatmosphäre zu spüren.

Helle, freundliche Zwei- bis Vierbettzimmer, auf jeder Etage eine Teeküche, Toiletten und Duschräume. Die am Ende der Gänge befindlichen ehemaligen Arbeitsräume wurden zu Klubräumen umgebaut.

Bild 3: Die Mauern in den Kellerräumen waren bis zu 2,20 m dick



Bild 4: Nur die dicken Mauern erinnern heute noch an den ehemaligen Verwendungszweck dieser Räume...





Bild 5: Wohn- und Arbeitsraum für zwei Personen



Bild 6: Auf jeder Etage befindet sich eine Teeküche...

Insgesamt vollzieht sich der Umbau des Vogthofes mit einem Kostenaufwand von 6,6 Millionen Mark und erstreckt sich über einen Zeitraum, der bis 1975 reicht. Dann werden 570 Internatsplätze geschaffen sein.

Die Studierenden, die nun schon in dem Gebäude wohnen, fühlen sich wohl, auch wenn tagsüber aus den beiden noch nicht fertiggestellten Flügeln des Hauses der Lärm der Bohrmeißel zu ihnen dringt.

Seit Sommer 1971 arbeiten nun auch die Laboratorien im „Vogthof“. Für die Studierenden des 1. Studienjahres gilt es, im Physiklabor ihre im Unterricht erworbenen Kenntnisse auf dem Gebiet der Elektrizitätslehre und der Elektronik praktisch zu vertiefen. Dafür stehen u. a. Hoch- und Niederspannungs-Stromversorger, Vielfachmesser und Röhrenvoltmeter zur Verfügung. Jeder Ausbildungsplatz ist maximal mit drei Studenten besetzt, so daß sich ein für eine qualitativ gute Ausbildung günstiges Verhältnis ergibt. Im 2. Studienjahr werden die praktischen Arbeiten im Labor dann komplizierter. Hier stehen im Elektroniklabor Oszillographen, Rechteck- und Sinusgeneratoren sowie das hochwertige polnische Digital-Frequenz- und Zeitmeßgerät PFL 4 zur Verfügung. Aufgabe der Studierenden ist es u. a., die Schwingungserzeugung

Bild 7: ... und ein Klubraum



am Beispiel eines astabilen Multivibrators M 230 aus dem Rechner R 300 zu untersuchen und Frequenzmessungen mittels des polnischen Digital-Frequenz- und Zeitmeßgerätes PFL 4 einschließlich der Ermittlung der Impulsdauer- und -pausen vorzunehmen. Weiterhin gehören zum

praktischen Programm im Elektroniklabor die Messungen von einzelnen Oszillogrammen mit Hilfe des OG 2-23 in den einzelnen Stufen des M 230 zur Untersuchung der Spannungsverläufe an den Transistoren, speziell an den Meßpunkten „Basis“ und „Kollektor“.

Assistenten überwachen die Versuche und achten auf die Einhaltung der Sicherheitsbestimmungen.

Die Ingenieurschule hat vom ersten Tage an die ihr vom Staat zur Verfügung gestellten Mittel rationell eingesetzt. So stellten Assistenten und Studenten einer Seminargruppe Leiterplatten her, die so aufgebaut wurden, daß der Stromlaufplan eindeutig zu erkennen ist. Diese Anordnung, auf Bild 8 am Stromversorgungsgerät 2TG 156a erkennbar, erleichtert den Studierenden die Einführung in die gedruckte Schaltungstechnik.

Insgesamt ist es Ziel der Laborarbeit, Sicherheit und Fertigkeiten im Umgang

Bild 8: Ein Assistent mit zwei Studenten im Labor



Bild 9: Eine Gruppe Studenten bei Spannungs- und Frequenzmessungen im Labor



mit Meßgeräten zu erzielen, und zwar an solchen Geräten, wie sie in der modernen Elektronik Verwendung finden.

Vom Vogthof zum Internat einer Fachschule für Elektronik und Informationsverarbeitung: Wer heute im Innern des „Vogthofes“ steht, gleich ob in den Laboratorien, in den Klubräumen oder den Wohnzimmern, wo nichts mehr an die düstere Vergangenheit des Gebäudes erinnert, möge doch einmal darüber nachdenken, ob die Metamorphose dieses Baus nicht gewissermaßen symbolisch für die Entwicklung der Zeit ist: Vogthof im feudalen Mittelalter, Zuchthaus im kapitalistischen preußischen Staat, und in unserer sozialistischen Republik, deren Gründung sich in diesen Tagen zum 23. Male jährt, helle und freundliche Unterkunft für Studenten, die sich auf so zukunftsvolle Berufe wie Programmierer oder Rechenelektroniker vorbereiten.

Fotos: R. Kitte

Vor einiger Zeit stellten wir das Baukastensystem „Komplexe Amateurelektronik“ vor [1]; s. auch [2] [3] [4]. Jeder Elektronikamateur weiß, daß „Amateurelektronik“ Mindestkenntnisse und -fertigkeiten voraussetzt, die man sich erst auf andere Weise erwerben muß. Eine gewisse Rolle spielten dabei schon geraume Zeit Elektronikbaukästen, für Anfänger geschaffen und darum notwendigerweise in Inhalt und Anwendbarkeit begrenzt. Auch PIKOTRON des VEB Kombinat PIKO Sonneberg ist ein gegenwärtig dreiteiliges Baukastenprodukt, doch sein Gebrauchswert ist höher einzuschätzen, als die Bezeichnung „Baukasten“ im allgemeinen aussagt.

Inhalt

Im Grundkasten („e1“) befindet sich ein umfangreiches Anleitungsbuch, nach des-

sen Angaben in Wort und Bild (Verdrahtungspläne im Vierfarbendruck) 60 funktionsfähige Schaltungen zusammengesetzt werden können. (Viele weitere können nach Phantasie und den Spezialkenntnissen des Benutzers entstehen.) Darüber hinaus informiert das Buch sowohl über die notwendigen Vorarbeiten (Zusammensetzen der Bausteine) als auch über allgemeine Zusammenhänge.

Das Anleitungsbuch gilt für alle drei Kästen. Das trifft auch auf den Bogen Jüsafix-Abreibefolie zu, der die Symbole aller in den Kästen enthaltenen Bauelemente trägt und dessen Einzelbilder zum sauberen Kennzeichnen der Bausteine dienen. Das Anleitungsbuch selbst enthält schließlich noch drei Skalenblätter zum Ausschneiden, die – je nach Schaltung – auf den Potentiometerbaustein aufzulegen sind. An ihnen liest man in den Schalt-

beispielen „Meßbrücken“ bei R-, C- und L-Messungen den Wert des Meßobjektes ab. Eine vierte Skale ist für den Luftdrehkondensator bestimmt, der neben einem ebenfalls als Baustein ausgeführten Ferritstab das Kernstück der Empfängerschaltungen darstellt. Schon aus diesen Angaben erkennt man den großen Funktionsumfang des Baukastensystems.

Die Bausteine

Von einigen größeren Spezialbausteinen für Lautsprecher, Drehkondensator und Ferritstab abgesehen, deren Kantenlängen das Zwei- oder Dreifache des Grundbausteins betragen, ist für jedes Bauelement ein einheitlicher Gehäusebaustein mit den Kantenmaßen 40 mm × 40 mm und einer Höhe von 25 mm vorgesehen (Bild 2). Der Anwender beschriftet (mit Abreibefolie) und montiert die Bausteine selbst – ebenfalls wieder von einigen Ausnahmen (z. B. vier moderne npn-Siliziumtransistoren) abgesehen. Montiert, aber noch nicht mit Innenverdrahtung versehen, ist der zweipolige Umschalter, mit dessen Hilfe man aus allen drei Kä-

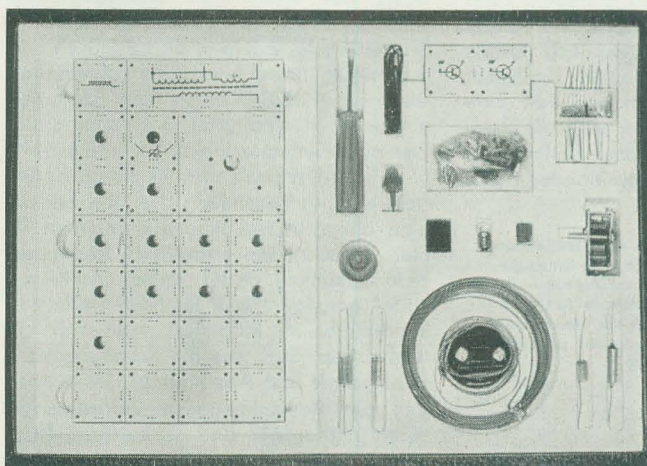
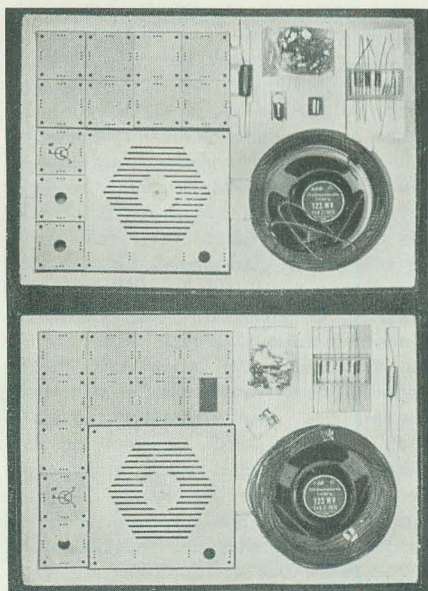


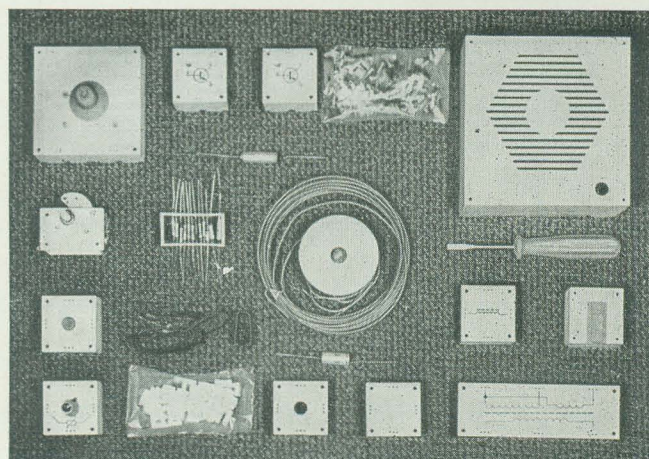
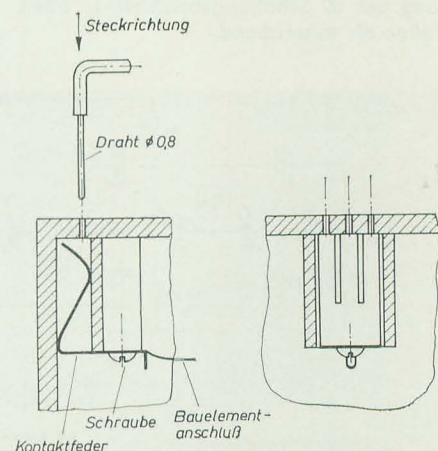
Bild 1: a) Grundbaukasten; EVP: 79 M

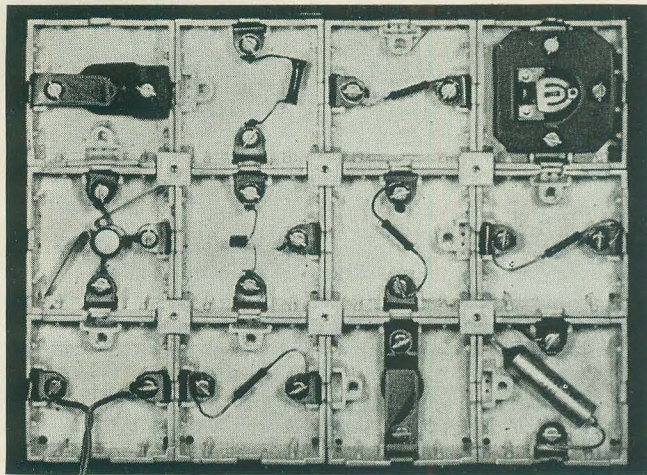


b) Zusatzbaukästen; EVP: 42 bzw. 47 M

Bild 2: Einige Bausteine und Bauelemente sowie Werkzeug aus den Baukästen

Bild 3: Die zweimal geschlitzte Feder jedes Bausteinkontakts gestattet das Einführen von bis zu drei Verbindungsdrähten





4

sten zusammen z. B. eine komplette Wechselsprechanlage aufbauen kann, denn im System sind zwei Lautsprecher enthalten.

Verdrahtung

PIKOTRON verlangt keinen Lötcolben. Schrauben, die ihr Gewinde in den Kunststoff der Bausteingehäuse selbst schneiden, sorgen für festen Klemmsitz der Bauelementeanschlüsse auf den Kontaktfedern. Jede der zweimal geschlitzten Federn gestattet das Einführen von maximal drei Verbindungsdrähten (Bild 3). Dazu trägt der Baustein an jeder Kante drei passende Löcher. Drei abgehende Leitungen erwiesen sich für die Verdrahtung der 60 Schaltungsbeispiele in allen Fällen als ausreichend.

Den Baukästen liegt reichlich Schaltdraht bei. Einen Seitenschneider muß man sich allerdings selbst besorgen. Ein „Absolier“- und Biegewerkzeug (ebenso wie ein Schraubenzieher im Grundkasten enthalten) verwandelt die Drahtenden der passend zugeschnittenen Verbindungsstücke in einfache Stecker, auf deren Durchmesser die Kontakte der Bausteine eingestellt sind.

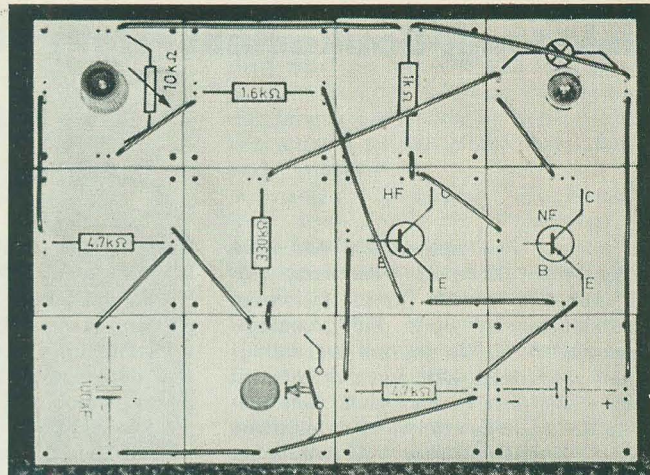
Federn, die nach häufigem Gebrauch nicht mehr genügend fest anliegen, kann man leicht wieder nachbiegen. Die einmal angefertigten Verbindungsdrähte lassen sich beliebig oft von neuem einsetzen. Die Längen erkennt man aus den Verdrahtungsplänen, die eine optimale Bausteinanordnung vorschreiben. Die Bausteine selbst werden untereinander durch

Plastklammern zusammengehalten, die von hinten in die Ecken der Bausteingehäuse eingreifen (Bild 4).

Schaltungssortiment

Der Benutzer von PIKOTRON ist an keine bestimmte Reihenfolge gebunden, wenn er nach Montage aller Bausteine mit seinen Experimenten beginnt. Darin liegen Stärke und Schwäche des Systems – je nach Betrachterstandpunkt. Auf der Basis des vielfältigen Schaltungsmaterials eine für den Unterricht sinnvolle Staffelung festzulegen, dürfte jedoch dem erfahrenen Fachlehrer nicht schwerfallen, wenn er PIKOTRON in den Unterricht einbauen möchte (und das lohnt sich!). Der an praktischer Elektronik Interessierte wird allerdings mit der Schaltung beginnen, die ihn besonders reizt und bei der eine übersichtliche Funktion gegeben ist. Der Aufbau der einzelnen Schaltungsblätter kommt dabei jeder „Anfängerstufe“ entgegen (Bild 5): Fehlen alle Vorkenntnisse, so informiert man sich zunächst über das, was die Schaltung kann (Überschrift und Abschnitt a). Dann werden die Bausteine nach Verdrahtungsplan angeordnet und verbunden. Nach nochmaliger Kontrolle des Aufbaus schließt man die Batterie an. Abschnitt b bietet Hinweise zu einem eventuellen Schaltungsabgleich. Aus Abschnitt c erfährt der schon etwas weiter Fortgeschrittene in Verbindung mit dem Stromlaufplan, auf welche Weise die Wirkung der Schaltung zustandekommt. Im Abschnitt d schließlich werden typische Anwendungen der Praxis aufgezählt. An dieser Stelle ist der Punkt erreicht, wo sich mit PIKOTRON Gebrauchsgegenstände herstellen lassen; er bildet die „Startbasis“ für den Bau von kleinen elektronischen Geräten. Mit PIKOTRON lassen sich also Brettschaltungen aufbauen (Beispiel Bild 6), die die Grundlage von Leiterplatten bilden können, deren Bauelemente den Bausteinen des Baukastensystems entsprechen. Das aber heißt, daß sich der fortgeschrittene Amateur mit technologischen und konstruktiven Problemen befassen muß. An dieser Stelle wird er vielleicht zu den Möglichkeiten des Bausteinsystems „Amateurelektronik“ übergehen:

Fortsetzung auf Seite 646



6

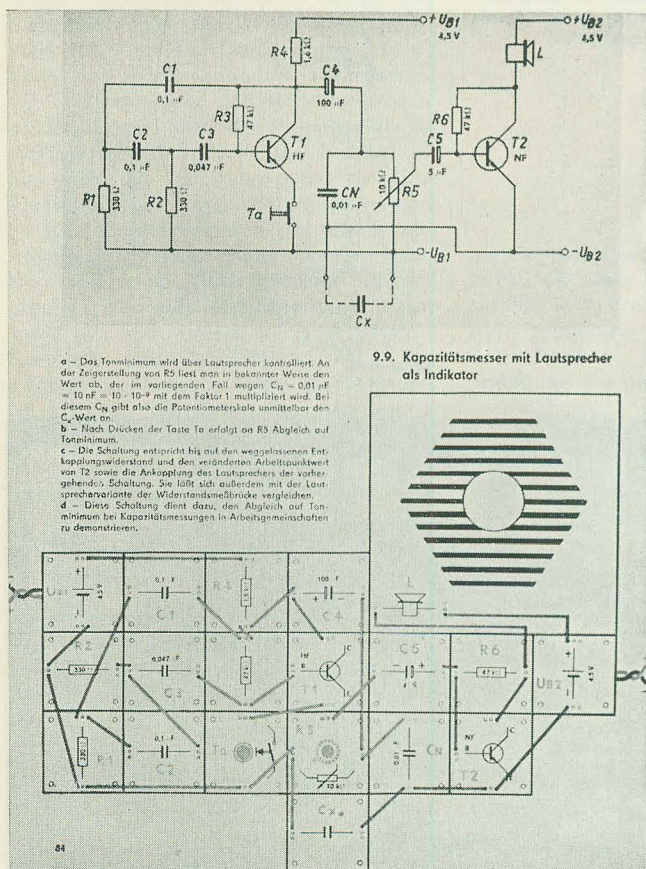


Bild 4: Plastikklammern halten die Bausteinanordnung von hinten zusammen (Beispiel noch mit Handmusterbausteinen aufgenommen)

Bild 5: Gestaltung des Anleitungsbuches

Bild 6: Die Anordnung nach Bild 4, von vorn gesehen (Handmusterbausteine)

Dipl.-Ing. R. BEHRENS

6.4. Zweite Videostufe

Die zweite Videostufe (T_{3-1}) arbeitet in Kollektorschaltung und ist mit dem Si-Transistor KT 315 B bestückt. Eine Kollektorschaltung ist aus zwei Gründen erforderlich. Erstens wird die vorgeschaltete Verzögerungsleitung nicht bedämpft und zweitens entsteht durch den niedrigen Ausgangswiderstand der Kollektorschaltung keine Frequenzgangänderung bei Kontrastveränderung mit R_{8-11} . Das Potentiometer R_{8-11} ist über eine abgeschirmte Leitung und die Koppelkapazität C_{3-3} (100 μ F) an den Emitter angeschlossen, wodurch sich keine Benachteiligung der niedrigen Videofrequenzen ergibt (große Zeitkonstante des Koppelgliedes).

6.5. Helligkeits- und Kontrastregelung, Klemmschaltung

Da die Bildröhrenkatoden galvanisch mit der Anode der Videoendröhre verbunden sind, kann eine einfache Helligkeitsregelung über das Steuergitterpotential der Videoendröhre erfolgen. Eine Erhöhung der negativen Gittervorspannung mit R_{8-8} (Helligkeit) verringert den Anodenstrom in $Rö_{3-1}$, wodurch die Anodenspannung von $Rö_{3-1}$ und damit die Bildröhrenkatoden positiver werden. Das aber bedeutet eine Verringerung des Strahlstroms und eine kleinere Grundhelligkeit.

Mit R_{8-11} wird durch Änderung der Amplitude des Videosignals die Kontrastregelung vorgenommen. Infolge des niederohmigen Ausgangswiderstands der vorhergehenden Kollektorstufe (T_{3-1}) wird auf eine Frequenzgangkorrektur bei der Kontrastregelung verzichtet.

Durch den als Vorwiderstand geschalteten Einstellregler

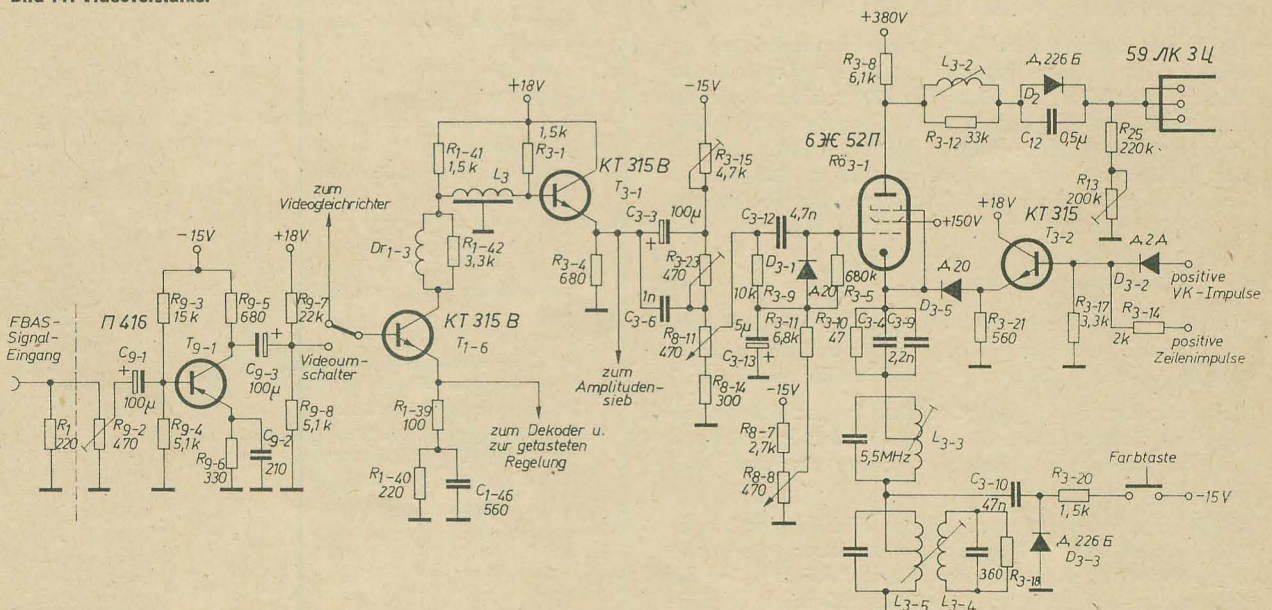
R_{3-23} (Kontrast grob) wird der Maximalkontrast festgelegt. Mit C_{3-6} erfolgt eine zusätzliche Anhebung der hohen Videofrequenzen zur Verbesserung des Gesamt-frequenzgangs. Infolge kapazitiver Kopplung im Videokanal (C_{3-3}) ist eine Wiedergewinnung der Gleichspannungskomponente im Gitterkreis der Videoendstufe erforderlich (Schwarzpegelstabilisierung).

Die hier verwendete Klemmschaltung fixiert das Gitterpotential durch Einwegspitzengleichrichtung auf den Austastpegel.

Der Kondensator C_{3-12} erhält durch Gleichrichtung des BAS-Signals an D_{3-1} während der Dauer der Synchronimpulse eine Ladespannung der Größe $0,5 U_{ss}$. Die Polarität dieser Spannung ist am gitterseitigen Belag des Kondensators positiv. Zusammen mit der negativen Gleichspannung, die vom Schleifer des Helligkeitsreglers zugeführt wird, ergibt sich die Gittervorspannung der Videoendröhre $Rö_{3-1}$.

Im Fall einer Kontrasterhöhung durch Kontrastregelung (R_{8-11}) oder Erhöhung des Weißanteils im Bild entsteht an C_{3-12} eine größere Gleichspannung, die das gegenüber der Katode der $Rö_{3-1}$ negative Potential am Gitter abbaut, was zur Erhöhung der Grundhelligkeit führt. Somit ergibt sich eine Klemmung auf den Synchronpegel. Damit jedoch eine Stabilisierung des Schwarzpegels (Austastpegel) erfolgt, muß eine Kompensationsschaltung verwendet werden. Die Wirkungsweise dieser Schaltung besteht darin, daß dem Steuergitter $Rö_{3-1}$ eine von der Stellung des Kontrastreglers abhängige negative Gleichspannung über R_{3-15} zugeführt wird. Da mit R_{3-15} die Gittervorspannung geändert

Bild 14: Videoverstärker



werden kann, wird mit diesem Einstellregler die maximale Helligkeit festgelegt.

6.6. Videoendstufe

Die zur Aussteuerung der Bildröhre benötigte Signalspannung beträgt an der Katode etwa 85...100 V. Damit die nichtlinearen Verzerrungen hierbei nicht größer als 15% sind und außerdem Austastimpulse hoher Amplitude für die Rücklaufverdunkelung entstehen, beträgt die Betriebsspannung +380 V. Die Verstärkung der Endstufe muß für alle Frequenzen von 0...5 MHz mindestens 40fach sein (außer bei Farbbetrieb). Damit der bei hohen Videofrequenzen auftretende Verstärkungsverlust der Endstufe verhindert wird, befindet sich in der Katodenleitung der Bildröhre eine bedämpfte Videodrossel mit verstellbarem Kern. In der Katodenleitung der Videoendröhre befinden sich Parallelschwingkreise, die eine frequenzabhängige Gegenkopplung darstellen und die auf die 5,5-MHz-Differenzfrequenz sowie die Farbträgerfrequenzen abgeglichen sind. Dabei kann mit L_{3-3} (wirkt mit C_{3-8}) die maximale Gegenkopplung für 5,5 MHz eingestellt werden, wodurch sich zugleich die obere Flanke des Videofrequenzbandes ergibt.

Zur Dämpfung der Farbträger im Videokanal wird eine Gegenkopplung für Frequenzen zwischen 4,0 und 4,7 MHz angewendet. Zwei überkritisch gekoppelte Parallelschwingkreise ergeben infolge Einsattlung ihrer Durchlaßkurve eine höhere Flankensteilheit und damit eine bessere Unterdrückung aller innerhalb des Nominalhubs liegenden Farbträgerfrequenzen als ein Einzelkreis. Mit einem gemeinsamen Kern für L_{3-4} und L_{3-5} werden die Einstellungen in der Durchlaßkurve so eingestellt, daß beide Minima gleich groß sind (s. Bild 15).

Die Dämpfung im Bereich der Minima beträgt 15 dB, bezogen auf die Amplitude bei 1 MHz.

Bei Schwarzweißbetrieb wird über den Farbabschalter an Pkt. 8 der Videoplate eine negative Gleichspannung von 15 V gelegt, wodurch die Diode D_{3-3} (in Durchlaßrichtung) die Farbträgerschwingkreise kurzschließt. In diesem Fall entsteht kein Auflösungsverlust für das Luminanzsignal.

Zur Rücklaufverdunkelung des Elektronenstrahls werden an die Katode der Videoendröhre positive vertikale und horizontale Rückschlagimpulse mit einer Amplitude von etwa 4 V gegeben. Um einen niederohmigen Katodenwiderstand einsetzen zu können, muß der Generatorinnenwiderstand der Impulse durch eine Kollektorschaltung entsprechend transformiert werden. Der minimale Katodenwiderstand beträgt dann 50 Ω .

Da in der Kollektorstufe T_{3-2} keine Phasendrehung erfolgt, müssen über Pkt. 17 positive zeilenfrequente Rückschlagimpulse und über Pkt. 20 positive rasterfrequente Rückschlagimpulse der Videoplate zugeführt werden. Diese Impulse sperren die Videoröhre während der Rücklaufzeit des Elektronenstrahls, so daß an der Katode der Bildröhre die Amplitude der Tastimpulse etwa 100 V beträgt.

6.7. Strahlstrombegrenzung

Zum Schutz der Lochmaskenröhre weisen Farbfernseherempfänger eine Strahlstrombegrenzung auf, deren schaltungstechnische Ausführung unterschiedlich sein kann.

Beim „Raduga 5 BG“ befindet sich in der Katodenleitung der Bildröhre eine Diode, die in den Sperrzustand gelangt, wenn der Strahlstrom größer als 1 mA wird (Bild 16).

Mit R_{13} kann das Potential an der Bildröhre so eingestellt werden, daß bei geringem Strahlstrom die Diode D_2 geöffnet ist, so daß er über D_2 und R_{3-1} sowie R_{13} nach Masse abfließen kann. Bei Vergrößern der Hellig-

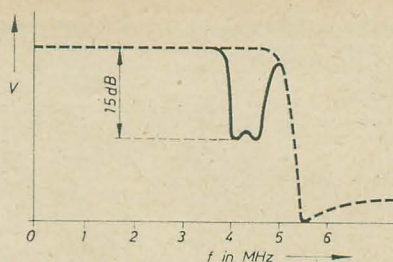


Bild 15: Durchlaßkurve des Videoverstärkers
— Farbbetrieb; --- Schwarzweißbetrieb

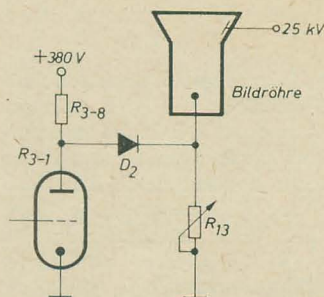


Bild 16: Strahlstrombegrenzung

keit wird mit R_{8-8} die Steuergitterspannung von R_{3-1} positiver, die Anodenspannung kleiner und D_2 gesperrt. Damit wird erreicht, daß der Strahlstrom nur noch über R_{13} nach Masse fließen kann. R_{13} aber wird so eingestellt, daß der maximale Strahlstrom 1 mA beträgt.

6.8. Lochmaskenröhre

Die in den Empfängern „Raduga“ und „Rubin“ verwendeten Lochmaskenröhren sind sowjetische implusionsgeschützte Rechteckbildröhren vom Typ 59 AK 3 II mit einem diagonalen Ablenkwinkel von 90°, elektrostatischer Fokussierung, magnetischer Ablenkung und Konvergenz der Elektronenstrahlen und besitzen einen aluminisierten Dreifarbensschirm mit punktförmiger Struktur.

Weitere technische Angaben:

Indirektgeheizte Oxydkatode	
Heizspannung:	6,3 V
Heizstrom:	0,9 A
Spannung zwischen Heizfaden und Katode	
nominal:	200 V
maximal:	400 V
Anodenspannung:	25 kV
Schirmgitterspannung:	250...700 V
Fokussierspannung:	4,5...5,5 kV
Wehneltspannung im Sperrpunkt:	— 190...— 100 V
Farbkoordinaten:	
rot x = 0,64 y = 0,33	
grün x = 0,26 y = 0,58	
blau x = 0,15 y = 0,07	
Verhältnis der Katodenströme:	$I_R/I_G = 0,3...1,5$ $I_R/I_B = 0,3...1,5$
I_a nominal:	1 mA
Auflösungsvermögen im Zentrum für Weiß bei einem Gesamtstrahlstrom von 620 μ A:	550 Zeilen
Transparenz des Glasschirms:	60 %
Schirmhelligkeit für Weiß bei Gesamtstrahlstrom von 1240 μ A (für 60 % Transparenz)	60 cd/m ²
Widerstand des Außenbelages:	< 2 k Ω
maximale Röhrenlänge:	511 mm
maximaler Halsdurchmesser:	38 mm
Masse:	18,5 kg

Wird fortgesetzt

Elektrische und mechanische Kontrollen und Einstellungen an den Stereotonbandgeräten Tesla-B 43 und -B 43 A

Elektrische Kontrollen und Einstellungen

Allgemeines

Falls nicht anders angegeben, werden sämtliche Messungen unter folgenden Bedingungen durchgeführt: Netzanschluß 220 V $\pm$ 2%, Frequenz 50 Hz (Sinus), über Trenntransformator und bei Geschwindigkeit 9,53 cm/s. Die Messungen werden nach der Wärmestabilisierung, d. h. mindestens eine halbe Stunde nach Einschalten des Geräts und bei gedrückter Wiedergabetaste durchgeführt.

Vor dem Anschluß der „heißen“ Leitungen ist das Tonbandgerät zu erden, erst dann dürfen die Meßgeräte angeschlossen werden. Vor den Messungen ist die Tonbahn zu entmagnetisieren!

Nicht ordnungsgemäß angeschlossene Meßgeräte (Brummen infolge von Schleifen, doppelte Erdung usw.) können die Messungen in starkem Maße verfälschen. Falls keine Trenntransformatoren verwendet werden, sind die Erdleiter aller Röhrenmeßgeräte miteinander zu verbinden und über eine gemeinsame Leitung an das Tonbandgerät anzuschließen. Bei den meisten Generatoren ist für die Eingangsspeisung ein einfacher Widerstandsteiler (z. B. 0,1 M Ω /100 Ω) notwendig, der an die Eingangsbuchsen anzuschließen ist.

Bei Vollaussteuerung befindet sich der Indikatoranzeiger am Anfang des roten Feldes. Lautstärkesteller (R_{707} ; R_{807}), Höhensteller (R_{704} ; R_{804}) und Baßsteller (R_{706} ; R_{806}) sind voll aufzudrehen, falls für die betreffende Messung keine anderen Werte angegeben sind. Die Messungen werden – falls nicht anders angegeben – auf beiden Kanälen durchgeführt.

Die Meßpunkte A_A (linker Kanal) und A_B (rechter Kanal) sind der negative Pol von C_{112} oder C_{212} oder die jeweils „heiße“ Leitung von R_{701} oder R_{801} (Stereobalance).

Einstellen der Speisespannung und der Leistungsaufnahme

Das Tonbandgerät auf „Aufnahme“ (Spur A oder B) schalten. Mit R_{41} wird die Spannung 17 V $\pm$ 2% an C_{44} eingestellt. Die Brummspannung an C_{44} soll kleiner als 9 mV sein

(mit NF-Millivoltmeter gemessen). Die Leistungsaufnahme wird bei „Aufnahme Stereo“ gemessen. An den Rundfunkeingang wird ein 1-kHz-Signal mit 2 mV nominalem Pegel gelegt. Mit R_{107} ; R_{207} ist Vollaussteuerung einzustellen. An die Kontakte für Zusatzlautsprecher werden Belastungswiderstände 4 Ω /10 W und ein Voltmeter angeschlossen, wobei die Lautsprecher abzuschalten sind. Mit dem Lautstärkesteller wird die zu messende Spannung auf 3,3 V eingestellt. Die Leistungsaufnahme soll 45 W $\pm$ 20% betragen.

Einstellen der Leistungsstufen

„Aufnahme Spur A; B“ wird eingeschaltet. An den Eingang der Leistungsstufe (Meßpunkt A_A ; A_B) wird ein Generator mit einem Ausgangswiderstand 1 k Ω $\pm$ 20% angeschlossen, Meßfrequenz 1 kHz.

An die Buchse für Zusatzlautsprecher werden Belastungswiderstand 4 Ω /10 W, Voltmeter und Oszilloskop angeschlossen. Der Lautsprecher ist abzuschalten.

Das Eingangssignal so einstellen, daß die Scheitelbegrenzung der Sinuslinie auf dem Oszilloskop erkennbar ist. Mit dem Potentiometer R_{302} ; R_{402} wird die symmetrische Begrenzung der Sinuslinie eingestellt. Hierbei ist der Eingangspegel so hoch zu wählen, daß die Begrenzung gerade erkennbar ist. Die Eingangsspannung muß 4 V betragen.

Mit einem Eingangspegel von 1 V und nach Abschalten des Belastungswiderstandes soll die Ausgangsspannung nicht höher als 50% sein.

Funktionskontrolle der Tonblenden

Das Eingangssignal wird ebenfalls an dem Meßpunkt A_A ; A_B eingespeist. Der Eingangspegel wird so eingestellt, daß am Belastungswiderstand bei 1 kHz eine Ausgangsleistung von 300 mW gemessen wird.

Bei 10 kHz, ohne Veränderung der Steller R_{704} , R_{706} ; R_{804} , R_{806} und bei unverändertem Eingangspegel, soll die Ausgangsspannung um mindestens 1 dB höher sein. Wird R_{704} ; R_{804} heruntergedreht, dann soll die Ausgangsspannung um 10 dB sinken (gegenüber dem Wert bei 1 kHz).

Bei 100 Hz, ohne Veränderung der Steller R_{704} , R_{706} ; R_{804} , R_{806} und bei unverändertem Eingangspegel, soll

die Ausgangsspannung um mindestens 3 dB steigen. Werden die Steller R_{706} ; R_{806} auf Minimum eingestellt, soll die Ausgangsspannung um mindestens 10 dB sinken (gegenüber dem Wert bei 1 kHz).

Einstellen des Aufnahmeverstärkers

Das Tonbandgerät auf „Aufnahme“ (Spur A oder B) schalten und an Meßpunkt A_A einen Spannungsmesser anschließen. An den Eingang (C_{103} ; C_{203}) wird über einen Teiler 100 k Ω /100 Ω ein Tongenerator (f = 1 kHz, Ausgangsspannung 0,6 mV) angeschlossen.

Mit dem Potentiometer R_{113} ; R_{213} wird am Punkt A_A ; A_B eine Spannung von 0,8 V eingestellt (R_{107} ; R_{207} auf Maximum). Die Eingangsspannung wird auf 2 mV erhöht. Mit R_{107} ; R_{207} wird die Spannung am Punkt A_A auf 0,8 V eingestellt. Mit den Potentiometern R_{113} ; R_{213} wird die Spannung beider Kanäle (A_A und A_B) auf den gleichen Wert gebracht.

Tafel A

	Frequenz	Spannung	Toleranz
19 cm/s	100 Hz	3 dB	$\pm$ 1 dB
	1 kHz	0 dB	—
	20 kHz	5 dB	$\pm$ 2 dB
9 cm/s	100 Hz	3 dB	$\pm$ 1 dB
	1 kHz	0 dB	—
	15 kHz	15 dB	$\pm$ 2 dB
4 cm/s	100 Hz	3 dB	—
	1 kHz	0 dB	$\pm$ 1 dB
	8 kHz	15 dB	$\pm$ 2 dB

Mit dem Potentiometer R_{37} wird Vollaussteuerung eingestellt. Bei 9 cm/s und einer Generatorfrequenz von 15 kHz (Spannung an A_A auf 1 V) wird auf dem Ausgangsspannungsmesser mit dem Spulenkern L_{501} ; L_{601} Maximum eingestellt. Die Kontrolle des Aufnahmefrequenzganges erfolgt bei allen Geschwindigkeiten in drei Punkten (Tafel A).

Einstellen des Wiedergabeverstärkers

„Wiedergabe“ (Spur A oder B) wird eingeschaltet und ein 1-kHz-Signal, 0,8 mV, eingespeist. Am Punkt A_A wird mit R_{108} ; R_{208} eine Spannung von 1 V eingestellt.

Für die Einstellung und Kontrolle der Wiedergabecharakteristik gelten folgende Werte:

Tafel B

	Frequenz	Spannung	Toleranz
19 cm/s	100 Hz	14 dB	± 2 dB
	5 kHz	0 dB	wird
	20 kHz	8 dB	eingestellt
9 cm/s	100 Hz	14 dB	± 2 dB
	3,5 kHz	0 dB	wird
	15 kHz	10 dB	eingestellt
4 cm/s	100 Hz	14 dB	± 2 dB
	2,5 kHz	0 dB	wird
	8 kHz	10 dB	eingestellt

Einstellung der Löschgeneratoren und der Sperrkreise

Das Tonbandgerät wird auf „Aufnahme A“ geschaltet. Die Spannung am Löschkopf soll $50\text{ V} \pm 10\%$ und die Frequenz $60 \dots 80\text{ kHz}$ betragen. Nach Umschalten auf „Aufnahme B“ darf sich die Frequenz um höchstens 2 kHz verändern. Der Abgleich kann mit einem Zusatzkondensator C_{19} in einem Kanal durchgeführt werden. Danach wird „Aufnahme Stereo“ eingeschaltet und das Potentiometer R_{107} ; R_{207} auf größte Lautstärke gestellt.

An die Punkte A_A ; A_B wird ein HF-Millivoltmeter angeschlossen. Die Spulenkern L_{31} ; L_{32} werden auf HF-Minimum abgeglichen.

Das Tonbandgerät wird auf „Synchronaufnahme A; B“ geschaltet, und im Punkt A des betreffenden Wiedergabekanals wird mit den Spulen L_{101} ; L_{201} HF-Minimum eingestellt.

Eintaumeln des Kombikopfes

Vor Justieren des Kombikopfes ist die Tonbahn zu entmagnetisieren. Das Tonbandgerät wird auf „Wiedergabe“ geschaltet. Die elektrische Feinjustierung des Kombikopfes erfolgt mit Hilfe eines Justierbandes. Bei 500 Hz wird die Kopfhöhe fein eingestellt. Beim Umschalten von Spur A auf Spur B muß an den Punkten A_A und A_B die gleiche Ausgangsspannung meßbar sein. Für die Einstellung der Kopfhöhe sind zwei Schrauben mit gleicher Steigung vorgesehen, damit keine Kopfneigung eintritt. Die Kopfneigung wird optisch kontrolliert, eine elektrische Kontrolle entfällt.

Die Senkrechtstellung des Kopfspaltes wird bei 10 kHz vorgenommen. Das Taumeln erfolgt durch Schwenken des Kopfes, bis maximale Ausgangsspannungen an den Punkten A_A und A_B erreicht werden.

Nach Taumeln des Kombikopfes soll die Höhe nochmals überprüft und gegebenenfalls nachgestellt werden, ebenso ist der Kopf nochmals auf Neigung zu kontrollieren.

Einstellen des Frequenzganges mit Meßband

An den Rundfunkeingang wird ein Meßsignal von 1 kHz mit einer Spannung von 2 mV eingespeist. Das Tonbandgerät wird auf „Aufnahme

Stereo“ geschaltet und voll ausgesteuert.

Der Pegel des Eingangssignals wird um 20 dB vermindert, und die Frequenzen 1 kHz und 8 kHz werden auf Meßband aufgenommen.

An die Punkte A_A ; A_B wird ein Millivoltmeter angeschlossen. Die Aufzeichnung auf dem Meßband wird wiedergegeben und an den Punkten A_A ; A_B gemessen. Weichen beide Spannungen voneinander ab, dann ist der Vormagnetisierungsstrom mit R_{11} ; R_{21} neu einzustellen. Ist die Spannung bei 8 kHz kleiner als bei 1 kHz , dann ist die Vormagnetisierung zu verringern und umgekehrt.

Auf dem Meßband wird gleichzeitig für beide Spuren die Frequenzcharakteristik aufgenommen. Der Pegel des Eingangssignals wird bei „Aufnahme“ gegenüber dem nominalen Pegel (Vollaussteuerung) bei allen Geschwindigkeiten um 20 dB herabgesetzt.

Bei 19 cm/s werden die Frequenzen 40 , 80 , 500 , 1000 , 4000 , 9000 und 18000 Hz aufgezeichnet,

bei 9 cm/s die Frequenzen 50 , 100 , 500 , 1000 , 4000 , 7500 und 15000 Hz , bei 4 cm/s 80 , 60 , 500 , 1000 , 2000 , 4000 und 8000 Hz .

Bei Wiedergabe wird der Abgleich des Frequenzganges entsprechend Tafel 1 durchgeführt.

Dabei ist auf beiden Spuren ein möglichst linearer Frequenzgang anzustreben. Notfalls wird die Wiedergabe mehrmals wiederholt und nachgeglichen.

Nach Einstellen bei Geschwindigkeit 9 cm/s wird bei Vollaussteuerung das 1-kHz -Signal aufgenommen. Bei „Wiedergabe“ mit R_{108} ; R_{208} die Spannung im Punkt A_A ; A_B auf $1,1\text{ V}$ einstellen. Den Frequenzgang zeigt Bild 1.

Tafel 1

Geschwindigkeit in cm/s	Pegelherabsetzung der Eingangsspannungen in dB	Einstellregler bei Aufnahme	Resonanzfrequenz in kHz	f_u in Hz	f_0 in kHz
19	20	—	—	40	18
9	20	R_{905} ; R_{905}	15	50	15
4	20	R_{904} ; R_{904}	$8 \dots 9,5$	80	8

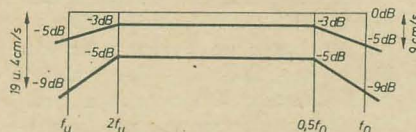


Bild 1: Frequenzgang „über Alles“

Kontrolle des Pegels und des Frequenzganges beim Überspielen

An der Rundfunkbuchse wird die Meßfrequenz 1 kHz eingespeist, die

Spannung am Eingang soll 2 mV betragen. Das Gerät auf „Aufnahme“ schalten und Vollaussteuerung einstellen.

Danach das Tonbandgerät auf „Überspielen der Spur A und B“ schalten. Die Tonblende wird auf Maximum eingestellt und die Aufnahme überspielt. Dabei wird mit R_{75} der Indikatoreauschlag an den Anfang des roten Feldes gestellt. Beim Überspielen soll der Generator abgeklemmt und das Potentiometer R_{107} ; R_{207} auf Minimum gedreht werden.

Bei der Kontrolle des Frequenzganges wird die nominale Eingangsspannung um 10 dB herabgesetzt, und die Frequenzen werden auf das Meßband („Aufnahme Spur A“) aufgezeichnet. Anschließend Spur A auf Spur B überspielen. Bei „Wiedergabe Spur B“ Ausgangsspannung am Punkt A_B messen; der Frequenzgang wird nach Bild 2 kontrolliert.

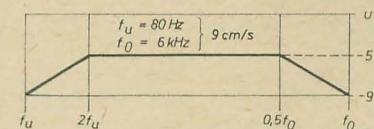


Bild 2: Toleranzfeld für den Frequenzgang beim Überspielen Spur A auf Spur B

Kontrolle des Störspannungsabstandes und des Löschgrades

Nach Entmagnetisieren der Tonbahn und des Tonbandes wird das Gerät auf „Aufnahme“ geschaltet. An die Rundfunkbuchse wird ein 1-kHz -Signal, Spannung 2 mV , gelegt. Die Messung wird bei Vollaussteuerung nacheinander bei $19,9$ und 4 cm/s durchgeführt.

Bei „Wiedergabe“ am Punkt A_A ; A_B die Ausgangsspannung messen. Nach Stoppen des Bandes wird die Spannung wieder gemessen. Das Verhältnis beider am Punkt A_A ; A_B gemessenen Spannungen bestimmt den Störspannungsabstand, der bei allen Geschwindigkeiten mindestens 40 dB betragen soll. Danach einen Teil der Aufnahme löschen, das Gerät wieder auf „Aufnahme“ schalten und die Pegelsteller R_{107} ; R_{207} auf Null drehen.

Bei „Wiedergabe“ wird an den Punkt A_A ; A_B ein Millivoltmeter angeschlossen. Das Verhältnis des nach Löschen noch vorhandenen Signals zu dem aufgenommenen Signal bestimmt den Löschgrad in dB, der für alle Geschwindigkeiten mindestens 65 dB betragen soll.

Wird fortgesetzt

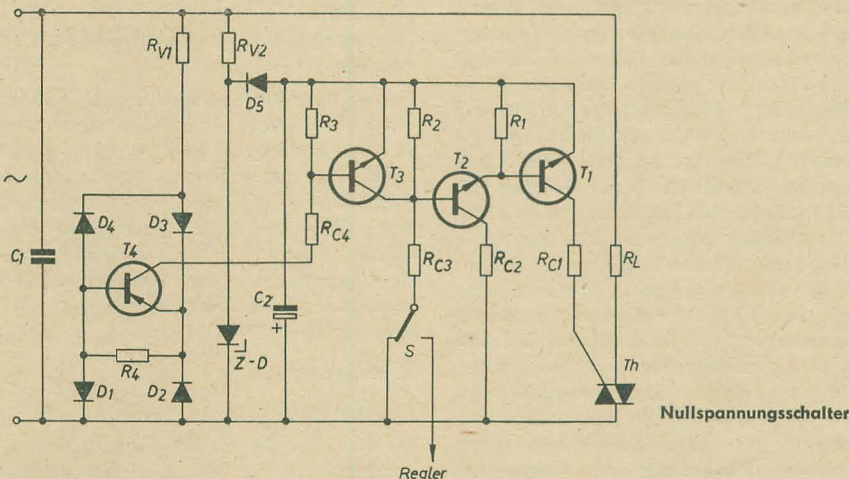
Literatur

- [1] —: Serviceanleitung für das Tesla-B 43 und -B 43 A
- [2] Meißner, R.: Stereo-Heimbandgerät B 43 A (Tesla ANP 250). radio fernsehen elektronik 19 (1970) H. 14, S. 473–475

rfe- Kurzberichte

Nullspannungsschalter

Nach dem Phasenanschnittprinzip arbeitende Thyristorschaltungen erzeugen beim Schalten erhebliche Störspannungen. Mit Anordnungen, bei denen das Leistungselement nur im Nulldurchgang der Netzwechselspannung gezündet werden kann, entstehen dagegen kaum Funkstörungen. Zur Steuerung solcher



Einrichtungen werden sogenannte Nullspannungsschalter benötigt. Auf dem Bild ist eine derartige Schaltung mit einem nachgeschalteten Triac dargestellt. Die Steuerung lässt sich jedoch auch anderweitig verwenden.

Bei der gezeigten Schaltung liegt der Zündimpuls nur kurzzeitig im Nulldurchgang am Leistungselement. Wegen der dadurch geringen Ansteuerenergie kann die Stromversorgung direkt aus dem Netz über einen Vorwiderstand gewonnen werden. Bei Gleichspannungssteuerung muß der Steuerstrom ständig bereitgestellt werden, was eine leistungsstärkere Stromversorgung erfordern würde, die meist nicht mehr ohne Netztrafo und Gleichrichter realisierbar ist. Die hier gezeigte Steuerungsart hat jedoch den Nachteil, daß im Falle einer induktiven Lastkomponente bzw. einer Gegenspannung die Steuerung versagt; dann ist stets eine Gleichspannungssteuerung einzusetzen.

Der Nullspannungsschalter kann in Verbindung mit einem Zweipunktreger oder einer Impulsbreitensteuerung eingesetzt werden. Wird ein Strom über R_{C3} in die Steuerschaltung eingespeist, so entsteht ein Zündimpuls, wenn außerdem T_3 gesperrt ist. Die Ansteuerung von T_4 über eine Gleichrichterbrückenschaltung gewährleistet, daß dies nur während des Nulldurchganges der Netzspannung der Fall ist. In der gezeigten Anordnung ist die Ansteuerung des Triacs im dritten und vierten Quadranten des Zündfeldes möglich.

Das beschriebene Steuergerät ist vielseitig einsetzbar; es läßt sich bei Beachtung der notwendigen Vertauschungen ohne Schwierigkeiten komplementär aufbauen. Durch Einfügen eines Negators zwischen T_3 und T_4

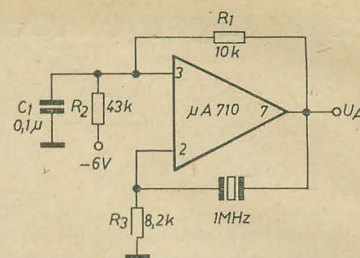
kann Gleichspannungssteuerung erzielt werden, wodurch sich das Anwendungsgebiet noch wesentlich erweitern dürfte.

Literatur: Halbleiter-Schaltbeispiele, Ausgabe 1971/71; Siemens AG

Kristallgesteuerter Oszillator

Die Erhöhung der Frequenzstabilität von Oszillatoren mit Kristallsteuerung ist eine bekannte und häufig praktizierte Maßnahme. Der Einsatz integrierter Differentialkomparatoren in Verbindung mit Schwingquarzen (Bild) eröffnet auch hier neue Möglichkeiten, die nachfolgend am dargestellten Beispiel kurz aufgezeigt werden sollen.

Vom Ausgang führt eine positive Rückkopplung über den Schwingquarz zum nichtinvertierenden Eingang des Komparators. Der Gleichstromarbeitspunkt wird mit R_1 und R_2 sowie der negativen Versorgungsspannung so eingestellt, daß neben einem sicheren Anschwingen eine optimale Arbeitsweise im



Masse verbunden ist, liegt der optimale Arbeitspunkt bei

$$\frac{R_1}{R_2} \approx \frac{1,35 V}{U^{(-)}}$$

wobei $U^{(-)}$ die negative Versorgungsspannung ist. Wird C_1 gemäß

$$X_{C1} < \frac{R_1}{500}$$

bei Schwingfrequenz gewählt, besteht eine hinreichende Entkopplung der negativen Rückführung (R_1) zum invertierenden Eingang.

Literatur: The application of linear microcircuits; SGS Fairchild

Ein neues Verfahren zur Darstellung variabler und nichtvariabler Informationen

nützt eine Kombination der Flüssigkristalltechnik und der herkömmlichen Dia-Projektion aus. Besondere Vorteile des neuen Verfahrens sind seine Einfachheit und die damit verbundenen geringen Kosten.

Bildwiedergabeeinrichtungen zur Darstellung variabler Informationen, die einer unveränderlichen statischen Information überlagert werden, findet man oft in Steuerzentralen für industrielle Prozesse und in Verkehrsregelzentralen.

Beim neuen Verfahren enthält das Diapositiv das Festbild. Der Flüssigkristall-Bildwiedergabeteil sorgt zusammen mit einer Matrixsteuerschaltung für die Darstellung der veränderlichen Informationen.

Das Dia besteht aus zwei Glasplatten, zwischen denen sich der Flüssigkristall befindet. Eine Platte enthält das Diapositiv, die andere Elektroden für die Flüssigkristallsteuerung. Die Darstellung auf dem Bildschirm erfolgt mit Hilfe der Projektion. Entwicklungsstelle: Brown, Boveri and Cie.

linearen Bereich gewährleistet ist. Beste Temperaturstabilität wird für

$$R_3 \approx \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

erreicht.

Verwendet man $+12 V$ und $-6 V$ als Versorgungsspannungen, so beträgt die mittlere Ausgangsspannung $1,35 V$. Wenn der nichtinvertierende Eingang über R_3 mit



Dieses Standfoto-Speichergerät arbeitet mit Magnetplatten. Auf einer Platte können sechs Bilder – natürlich ohne Ton – gespeichert werden. Die Wiedergabe erfolgt auf dem Bildschirm eines handelsüblichen Farbfernsehempfängers. Entwickler: Sanyo Electric, Japan
Foto: PANA PHOTO/Zentralbild

Dipl.-Ing. LUTZ WELLNER

Mitteilung aus dem Zentrallaboratorium für
Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik, Dresden

1. Entstehung nichtlinearer Verzerrungen

In elektroakustischen Übertragungsanlagen sollen Eingangs- und Ausgangsgrößen möglichst proportional zueinander sein. Da jedoch die einzelnen Übertragungsglieder Elemente mit nichtlinearen Kennlinien (z. B. Röhren, Transistoren, Wandlerelemente) enthalten, ist diese Forderung nicht vollständig zu erfüllen. Eine derartige Kennlinie läßt sich allgemein in der Form

$$y = a + bx + cx^2 + dx^3 + \dots \quad (1)$$

darstellen. Wird diese nichtlineare Kennlinie mit einem Signal

$$x = u_1 \sin \omega_1 t + u_2 \sin \omega_2 t \quad (2)$$

angesteuert, so entsteht ein Spektrum, in dem nicht nur die Grundwellen ω_1 und ω_2 , sondern auch ihre Obertöne $2\omega_1$, $2\omega_2$, $3\omega_1$, ... sowie Summen- und Differenzöne ($\omega_1 + \omega_2$, $\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 + \omega_1$, usw.) enthalten sind. Diese neu entstandenen Signalanteile werden nichtlineare Verzerrungsprodukte genannt. Diese verfälschen das ursprüngliche Signal und sind deshalb unerwünscht. Aus Gl. (1) geht hervor, daß sowohl symmetrische als auch unsymmetrische Verzerrungsprodukte auftreten können. Die symmetrischen sind mit ungeraden, die unsymmetrischen mit geraden Ordnungszahlen gekennzeichnet.

Aufgabe der Verzerrungsmeßtechnik ist es, die Größe der nichtlinearen Verzerrungsprodukte festzustellen und sie als Qualitätsmerkmal einer Schaltung oder eines Gerätes anzugeben.

2. Abschätzung der Störwirkung

2.1. Wahrnehmbarkeit nichtlinearer Verzerrungen

Theoretisch betrachtet bleibt jede Verzerrung solange unhörbar, wie der von ihr erzeugte Schalldruck unter der Hörbarkeitsschwelle liegt. Bei einer maximalen Lautstärke von 100 dB ($0 \text{ dB} = 10^{-16} \text{ W/cm}^2$) müßte sie kleiner als 0,001% sein! In der Praxis braucht diese Forderung auf Grund verschiedener Verdeckungseffekte nicht erfüllt zu werden. Ein Teil der Verzerrungen wird z. B. durch die überall herrschenden Hintergrundgeräusche verdeckt. Für ein ruhiges Wohnhaus wird i. allg. ein Geräuschpegel von 33 dB angegeben. Dadurch sind Verzerrungen $\leq 0,02\%$ nicht mehr wahrnehmbar [2]. Eine weitere Verdeckungswirkung entsteht durch die im Ohr gebildeten subjektiven Töne. Diese treten auf, sobald der dem Ohr zugeführte Schall eine

Aufbauend auf dem vorangegangenen Beitrag dieser Reihe „Meßtechnik für die Heimakustik“ [1], der neben der speziellen Thematik der Messung von Störsignalen auch die Grundlagen der elektroakustischen Übertragung behandelte und eine Übersicht über die elektroakustische Meßtechnik gab, beschäftigt sich der folgende Artikel ausführlich mit den Problemen der Verzerrungsmeßtechnik.

bestimmte Lautstärke überschreitet. Eine rein sinusförmige Schwingung wird dann nicht mehr als reiner, sondern als verzerrter Ton empfunden. Es ist anzunehmen, daß eine äußere Verzerrung nur dann zu hören ist, wenn ihre Intensität größer ist als die der subjektiven Töne. Verschiedentlich ist der Versuch unternommen worden, die Intensität der subjektiven Töne zu messen. Aus den Meßergebnissen wird in [2] gefolgert, daß eine Verzerrung unhörbar bleibt, solange sie nicht größer als 3% bei einer Lautstärke von 100 dB ist. Diese Angabe gilt für Sinustöne, also für einen Fall, der nur für den Meßtechniker von Interesse ist.

Am stärksten werden Verzerrungen jedoch von anderen, gleichzeitig abgestrahlten Tönen verdeckt. Die Hörbarkeitsschwelle für die Verzerrung verschiebt sich dadurch, und die Intensität der Verzerrung kann um die sogenannte Verdeckungintensität ansteigen, ohne daß die Verzerrung stärker hörbar wird. Die Verdeckungswirkung ist allerdings nicht für alle Frequenzen gleich. Hat der verdeckte Ton eine höhere Frequenz als der sie verdeckende Ton, ist sie größer als im umgekehrten Fall. Diese Tatsache kann insbesondere für Differenzöne, die unterhalb ihrer beiden Primärtöne liegen, von Bedeutung sein. Die Wahrnehmungsschwelle für die Verzerrungen wiederum hängt von ihrer Intensität ab. Bei mittleren Intensitäten (60 dB) sind die Anforderungen strenger als bei hohen (80...100 dB). Im letzteren Fall ist eine Verzerrung durch die zweite und dritte Harmonische zusammen von 5...10% zulässig [2].

2.2. Zulässige Verzerrungswerte komplexer Klänge

Alle im Abschnitt 2.1. enthaltenen Angaben beziehen sich auf Versuche und Berechnungen, die mit reinen Tönen durchgeführt wurden. Bei komplexen musikalischen Klängen herrschen völlig andere Verhältnisse.

Dort existiert ein enger Zusammenhang zwischen den Frequenzen der Grundtöne und der Obertöne. Daraus ergibt sich ein bestimmter Einfluß auf die Hörbarkeit von nichtlinearen Verzerrungen.

In [2] wird festgestellt, daß obertonreiche Klänge durch Verzerrungen nicht so stark beeinflusst werden wie Klänge mit wenigen Harmonischen. Bei letzteren dürfen die zulässigen Verzerrungen nur etwa halb so groß sein. Aus einem von Slot [2] durchgeführten subjektiven Hörtest ergaben sich folgende Verzerrungspro-

zentsätze, die selbst von kritischen Hörern in sehr ruhiger Umgebung nicht wahrgenommen werden können und somit untere Grenzwerte darstellen:

Einzelöne mit vergleichsweise wenigen Harmonischen, z. B.	
eine Flöte	0,6%
Einzelöne mit vielen Harmonischen	1,1%
Akkorde	0,3%

Ein weiterer Hörvergleich ergab, daß bei einer Wiedergabelautstärke von etwa 70 dB nichtlineare Verzerrungen, bestehend aus quadratischen und kubischen Anteilen, von 0,7% bei Musikwiedergabe und 0,9% bei Sprachwiedergabe eben hörbar waren. Nach Beschneidung des Übertragungsbereiches oberhalb 4000 Hz verschoben sich diese Werte auf 1,1% bzw. 1,6% [2].

3. Meßverfahren

3.1. Überblick und Standardisierung

Als Maß für die Größe der nichtlinearen Verzerrungen werden die Größenwerte der zusätzlich entstandenen Frequenzen (Verzerrungsprodukte) angegeben. Die Messung wird im eingeschwungenen Zustand durchgeführt.

Man unterscheidet drei prinzipiell verschiedene Meßmethoden: Meßverfahren mit Eintonsignalen, mit Doppeltonsignalen und mit Rauschsignalen. Das bekannteste Eintonverfahren ist das Klirrfaktorverfahren. Zu den Doppeltonverfahren zählen das Differenzton- und das Intermodulationsverfahren, wobei sich letzteres in das Modulationsfaktorverfahren und in das Verfahren zur Messung der Frequenzintermodulation gliedert. Meßverfahren mit Rauschsignalen werden vor allem in der Nachrichtenübertragungstechnik angewendet.

Die für die Einton- und Doppeltonverfahren geltenden Begriffe und Vorschriften zur Auswertung sind im Standard DIN 45 403 Bl. 1 bis 4 „Messungen von nichtlinearen Verzerrungen in der Elektroakustik“ und in DIN 45 542 „Verzerrungsmeßschallplatte St 33 und St 45“ enthalten. In der DDR gilt für Verzerrungsmessungen die TGL 17 175, in der das Klirrfaktorverfahren standardisiert ist und die weitgehend mit DIN 45 403 Bl. 1 und 2 übereinstimmt. Die Doppeltonverfahren sind in der DDR z. Z. noch nicht verbindlich festgelegt.

3.2. Das Klirrfaktorverfahren

Als Meßsignal wird ein Eintonsignal mit der Frequenz f_1 verwendet. Infolge der

Nichtlinearitäten im Meßobjekt entstehen die Harmonischen zu dieser Frequenz. Bild 1 zeigt das dabei entstehende Spektrum. Die Oberwellen werden ausgefiltert, gemessen, und ihr Effektivwert wird auf den Effektivwert des gesamten Ausgangssignals bezogen.

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}{U_a^2}}$$

$U_2, U_3, \dots$ = Effektivwert der Oberschwingungen, U_a = Effektivwert des Ausgangssignals

Der Klirrkoeffizient n-ter Ordnung ist definiert als

$$k_n = \frac{U_n}{U_a} \quad n = 2, 3, 4, \dots$$

Häufig wird auch die Klirrdämpfung angegeben:

$$\alpha_k = 20 \lg \frac{1}{k} \quad \text{bzw.} \quad \alpha_{k_n} = 20 \lg \frac{1}{k_n}$$

Aus den einzelnen Klirrkoeffizienten kann der Klirrfaktor rechnerisch ermittelt werden:

$$k = \sqrt{k_2^2 + k_3^2 + k_4^2 + \dots}$$

Die Messung des Klirrfaktors erfolgt also im einfachsten Fall mit einem Hochpaß, dessen Grundfrequenz zwischen der Grundwelle und der 1. Oberwelle liegt. Zur Unterdrückung der Grundwelle kann auch eine Bandsperre verwendet werden. Die Messung bestimmter Klirrkoeffizienten ist nur mit schmalbandigen Filtern, z. B. einem Bandpaß oder einem Suchtonanalysator möglich.

Als Meßfrequenz wird vorzugsweise $f_1 = 1000$ Hz verwendet. Die Messung ist jedoch auch bei allen anderen Frequenzen möglich, deren Harmonische noch im Übertragungsbereich des Meßobjektes liegen. Liegt die obere Grenzfrequenz z. B. bei 15 000 Hz, so kann k_3 höchstens bis 5000 Hz gemessen werden.

Der Klirrfaktor wird meist bei Vollaussteuerung bzw. bei Nennleistung gemessen und für diesen Fall angegeben. Messungen in Abhängigkeit von der Aussteuerung dienen zur Festlegung des Wertes der Vollaussteuerung bzw. der Nennleistung.

3.3. Differenztonverfahren

Beim Differenztonverfahren werden zwei Töne gleicher Amplitude mit den Frequenzen f_1 und f_2 linear überlagert und an den Eingang des zu untersuchenden Meßobjektes gegeben. Der Frequenzabstand beider Töne ist $\Delta f = f_2 - f_1$. Am Ausgang des Meßobjektes treten neben den beiden Meßtönen f_1 und f_2 Summen- und Differenztöne auf.

Zur Auswertung werden nur die Differenztöne herangezogen, die im Bild 2 bis zur 5. Ordnung eingetragen sind. Der Differenztonfaktor gerader Ordnung ist definiert als

$$d_n = \frac{U_n}{\frac{2}{\sqrt{2}}(f_2 - f_1)} \quad n = 2, 4, 6, \dots$$

Die Definition des Differenztonfaktors ungerader Ordnung lautet:

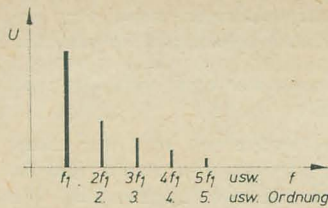


Bild 1: Spektrum beim Klirrfaktorverfahren

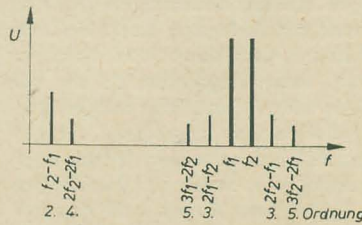


Bild 2: Spektrum bei der Differenztonmessung

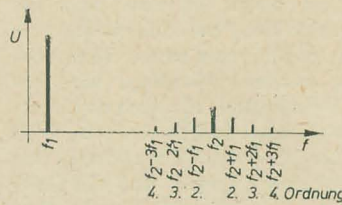


Bild 3: Spektrum beim Modulationsfaktorverfahren

$$d_n = \frac{U \left(\frac{n+1}{2} f_2 - \frac{n-1}{2} f_1 \right) + U \left(\frac{n+1}{2} f_1 - \frac{n-1}{2} f_2 \right)}{U_a \sqrt{2}} \quad n = 3, 5, 7, \dots$$

Durch den Faktor $\sqrt{2}$ wird der Effektivwert des Ausgangssignals U_a auf die früher gültige Definition des Differenztonfaktors bezogen, bei der die Summe der Effektivwerte beider Meßtöne die Bezugsgröße war. Ein Unterschied zwischen beiden Definitionen tritt erst bei sehr starken Verzerrungen auf, also in praktisch wenig interessierenden Fällen.

Die Differenztöne werden mit schmalbandigen Filtern ausgesiebt und ihre Effektivwerte gemessen. Bei der Bestimmung des Differenztonfaktors ungerader Ordnung ist es möglich, nur einen Differenzton ungerader Ordnung zu messen und seinen Wert zu verdoppeln, wenn Amplitudengleichheit beider Differenztöne vorausgesetzt werden kann. Der Meßbereich erstreckt sich von der oberen Grenzfrequenz (wenn nur Differenztonfaktoren gerader Ordnung gemessen werden) bis in das mittlere Frequenzgebiet. Die untere Grenze wird erreicht, wenn sich Differenztöne gerader und ungerader Ordnung überschneiden. Sind nur Differenztöne 2. und 3. Ordnung vorhanden, so kann bei einer Differenzfrequenz $\Delta f = 70$ Hz bis herab zu 300 Hz gemessen werden. Δf muß dabei selbstverständlich im Übertragungsbereich des Meßobjektes liegen.

Der Meßpegel ist so zu wählen, daß der Aussteuerungswert U_s des Doppeltonsignals mit dem Scheitelwert des Eintonsignals bei der Klirrfaktormessung übereinstimmt. Auf diese Weise können die

Ergebnisse beider Messungen unmittelbar verglichen werden.

3.4. Intermodulationsverfahren

3.4.1. Messung des Modulationsfaktors¹⁾

Das Meßsignal besteht aus einem tiefen Ton f_1 mit großer Amplitude und einem hohen Ton f_2 mit kleiner Amplitude, die linear überlagert werden. Das Amplitudenverhältnis $U_2 : U_1$ soll vorzugsweise 0,25 betragen, möglich ist auch 0,1. Am Ausgang des Meßobjektes entsteht das von der Amplitudenmodulation her bekannte Spektrum (Bild 3). Zur Auswertung werden die Seitenfrequenzen herangezogen.

Der Modulationsfaktor ist definiert als

$$m = \sqrt{\frac{\sum_{q=1}^{qh} (U_{f_2 - qf_1} + U_{f_2 + qf_1})^2}{U_{f_2}^2}}$$

Die Seitenfrequenzen werden entweder mit Suchtonanalysator oder nach dem Demodulationsprinzip gemessen. Bei letzterem Verfahren wird zunächst mit einem Bandpaß die Frequenz f_2 mit ihren Seitenbändern ausgefiltert. Nach Demodulation dieses Signalgemisches entsteht aus den Seitenfrequenzen die Frequenz f_1 mit ihren Oberwellen. Diese Frequenzen werden ausgefiltert, und ihr Effektivwert wird gemessen.

Die Frequenz f_2 soll vorzugsweise 4000 Hz betragen, möglich ist auch $f_2 = 5000$ Hz. Die Frequenz f_1 kann von der unteren Grenze des Übertragungsbereiches des Meßobjektes bis ins mittlere Frequenzgebiet hinein gewählt werden.

Die obere Grenze ist dann erreicht, wenn die Oberwellen von f_1 in den Seitenfrequenzbereich von f_2 fallen. Treten nur Verzerrungen 3. Ordnung auf, so liegt diese Grenze bei 500 Hz wenn die Frequenz $f_2 = 4000$ Hz gewählt wurde.

Bei der Wahl des Meßpegels ist zu beachten, daß der Aussteuerwert $U_s = U_1 + U_2$ mit dem Scheitelwert des Eintonsignals bei der Klirrfaktormessung übereinstimmt. Nur dann sind die Ergebnisse beider Messungen unmittelbar vergleichbar.

3.4.2. Messung der Frequenzintermodulation (FIM)

Dieses Verfahren wird ausschließlich in der Nadeltontechnik angewendet. Durch Nichtlinearitäten im Kontakt zwischen Rille und Nadel entstehen die sog. Spurverzerrungen, die sich durch Frequenzmodulation zweier Töne nachweisen lassen. Als Meßsignal wird ein Doppeltonsignal mit den Frequenzen $f_1 = 300$ Hz und $f_2 = 3000$ Hz (bei einer Drehzahl von 33 U/min) oder 400/4000 Hz (bei 45 U/min) verwendet. Die Auswertung erfolgt im Prinzip mit einem FM-Demodulator, dessen Ausgangsspannung ein Maß für die Größe der Frequenzmodulation des Tones f_2 durch den Ton f_1 ist. Für die Messung der FIM eignet sich also

¹⁾ Vielfach auch als Intermodulationsfaktor bzw. in der englischsprachigen Literatur als Intermodulation IM bezeichnet

jeder Gleichlaufschwankungsmesser, der für die Trägerfrequenzen von 3150 Hz bzw. 4000 Hz vorgesehen ist.

3.5. Messung mit Rauschsignalen

Verzerrungsmessungen mit Rauschsignalen werden in der Heimakustik nicht durchgeführt. Es soll jedoch kurz ein Verfahren beschrieben werden, das als Rauschkirrmessverfahren bezeichnet und in der Nachrichtenübertragungstechnik (Fernsprech- und Richtfunktechnik) angewendet wird [5] [6].

Wie bereits erläutert wurde, entstehen bei Verwendung zweier Meßtöne außer deren Harmonischen auch zahlreiche Differenz- und Summentöne. Wird die Zahl der Meßtöne erhöht, so steigt die Zahl der entstehenden Verzerrungsprodukte rapide an. Bei vielen Meßtönen bzw. bei Rauschen als Meßsignal werden sie nur noch als Geräusch wahrnehmbar und meßbar sein.

Beim Rauschkirrmessverfahren wird als Testsignal „weißes Rauschen“ verwendet, um den Betriebsbedingungen, wie sie bei der Übertragung einer großen Anzahl von Kanälen mit dem Trägerfrequenzverfahren auftreten, möglichst nahezukommen. Die Bandbreite des Rauschspektrums wird entsprechend der Übertragungsbandbreite des Meßobjekts gewählt. Aus zwei Messungen läßt sich das sog. Geräusch-Leistungsverhältnis ermitteln, eine dem Klirrfaktor vergleichbare Meßgröße. Zunächst wird aus dem Rauschsignal am Ausgang des Meßobjekts mit einem Bandpaß ein Bereich ausgefiltert, dessen Bandbreite der eines Übertragungskanal entspricht. Die in diesem Frequenzbereich auftretende Rauschleistung wird gemessen. Dann wird vor den Eingang des Meßobjektes eine Bandsperrung geschaltet, die den gleichen Frequenzbereich im angelegten Rauschsignal aussperrt. Im Meßkanal tritt nun nur noch das durch Intermodulation entstandene Rauschen auf. Das Verhältnis

beider Rauschleistungen stellt das gesuchte Geräusch-Leistungsverhältnis dar.

3.6. Anwendung der Verfahren, Vor- und Nachteile

Das Klirrfaktorverfahren wird vor allem bei Messungen an Verstärkern und in der Magnettontechnik angewendet. Die Klirrfaktormessung benötigt ein sehr klirrfreies Meßsignal, das besonders bei Messungen kleiner Klirrfaktoren ($< 1\%$) nicht immer zur Verfügung steht. Ein weiterer Nachteil des Verfahrens liegt im Meßprinzip selbst begründet, da nur die Oberwellen eines Einzeltöns ausgewertet werden. Bei einem komplexen Musik- oder Sprachsignal entstehen jedoch auch Differenztöne, die meist nichtharmonisch zu den Grundtönen liegen und dadurch das Klangempfinden wesentlich mehr stören.

Günstiger in dieser Hinsicht sind die Doppeltonverfahren, bei denen die entstehenden nichtharmonischen Töne berücksichtigt werden. Allerdings wird sowohl das Differenzton- als auch das Intermodulationsfaktorverfahren in der DDR nicht im breiten Maße angewandt. Das mag einmal daran liegen, daß die Doppeltonverfahren in der DDR noch nicht standardisiert sind, und andererseits daran, daß zur Zeit kein geeignetes Meßgerät für diese Verfahren angeboten wird. Der Verzerrungsmeßplatz MM 5 der Fa. Clamann & Grahner (heute: VEB Präcitrone), mit dem Differenzton- und Intermodulationsfaktormessungen möglich sind, wird nicht mehr gefertigt.

Differenztonmessungen werden in der Nadeltontechnik und in verstärktem Maße auch in der Magnettontechnik durchgeführt. In [3] ist ein automatisches Meßverfahren mit Differenztonplatte und Pegelschreiber beschrieben, das sich besonders zur Optimierung der Einflußgrößen auf nichtlineare Verzerrungen, wie zum Beispiel der Skatingkraft, der Auflagekraft, der mechanischen Impedanz usw. eignet.

In der Magnettontechnik werden Differenztonmessungen vor allem im oberen Frequenzbereich durchgeführt, um auch bei hohen Frequenzen eine konkrete Aussage über das Verhältnis zwischen nichtlinearen Verzerrungen und Aussteuerbarkeit zu erhalten.

Das Intermodulationsverfahren wird für Verzerrungsmessungen an Verstärkern und in der Nadeltontechnik angewandt. Bei Messungen an Plattenspielern z. B. können je nach Auswerteverfahren verschiedene Verzerrungsursachen ermittelt werden. Nach [4] können Spur- und Wandlerverzerrungen durch Bestimmen der Intermodulation IM mit Hilfe der Suchtonanalyse, Spurverzerrungen durch Bestimmen der Frequenzintermodulation FIM mit einem Gleichlaufschwankungsmesser und Wandlerverzerrungen durch Ermittlung der IM mit Hilfe des AM-De-modulationsverfahrens gemessen werden.

Die Doppeltonverfahren haben gegenüber dem Klirrfaktorverfahren weiterhin den Vorteil, daß ihre Meßbereiche zusammen den gesamten NF-Bereich von 20 bis 20 000 Hz überstreichen, da sich der Meßbereich des Differenztonverfahrens nahtlos an den des Intermodulationsverfahrens anschließt.

Wird fortgesetzt

Literatur

- [1] Milde, H.: Meßtechnik für die Heimakustik – Messung von Störsignalen. *radio fernsehen elektronik* 21 (1972) H. 15, S. 485–488; H. 16, S. 534–536
- [2] Slot, G.: Die Wiedergabequalität elektroakustischer Anlagen. N. V. Philips Gloeilampenfabrieken Eindhoven, 1965
- [3] Woodward, J. G.; Werner, R. E.: High Frequency Intermodulation of Stereo Phonograph Pickups. RCA-ER 97 August 1966
- [4] Hohmuth, G.: Meßschallplatten. *radio fernsehen elektronik* 20 (1971) H. 10, S. 338–339
- [5] Murray, J. S.; Richards, J. M.: Non-linearity Distortion Measurements. *Wireless World* 69 (1963) H. 4, S. 161–165
- [6] Gommlich, H.: Mess-Signale in der Nachrichtentechnik, Teil IV, Stochastische Mess-Signale. *radio mentor electronic* (1971) H. 10, S. 597–600

Ablenkschaltung mit partieller Linearitätskorrektur

Dr.-Ing. E. MAASE

Im folgenden Beitrag wird ein Abtastmeßsystem beschrieben, das nach dem Prinzip der partiellen Linearitätskorrektur arbeitet. Ein derartiger Abtaster wurde in Form einer Superorthikonfernsehkamera am Lohrmann-Observatorium der Technischen Universität Dresden entwickelt. Er dient hier in Verbindung mit einem Fernrohr zur Messung der relativen Koordinaten astronomischer Objekte.

Anwendungsbereich partiell korrigierter Ablenkschaltungen

Häufig besteht die Aufgabe, die Lage von Punkten in einer Ebene oder von solchen, die aus dem Raum in eine Ebene projiziert werden, zu ermitteln. In neuerer Zeit wird hierfür in steigendem Maße die Einsatzfähigkeit von Elektronenstrahlgeräten untersucht. Die verwendeten Meßprinzipien sind dabei die

- Abtastung der Ebene mit einer Fernsehaufnahmeröhre
- Abtastung der Ebene mit einer Abtast-röhre (Oszillografenröhre hoher Lichtintensität und Punktschärfe) und Empfang des reflektierten oder durchgestrahlten Lichtes mit einem Sekundärelektronenvervielfacher.

Die zeitliche Folge der bei der Abtastung entstehenden Signalimpulse stellt dann

ein Maß für die Lage der die Impulse erzeugenden Bildpunkte dar. In diesem Zusammenhang gewinnt die Relation zwischen der Form des die Abtastung erzeugenden Ablenkstromes oder der -spannung und dem Verlauf der örtlichen Strahl-lage hervorragende Bedeutung.

Nur bei exakt zeitlinearer Zunahme der Ortskoordinaten der Strahl-lage (bei der Abtastung einer Ebene jeweils für die

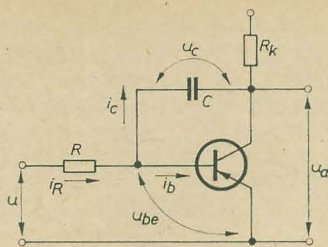


Bild 1: Millerintegrator

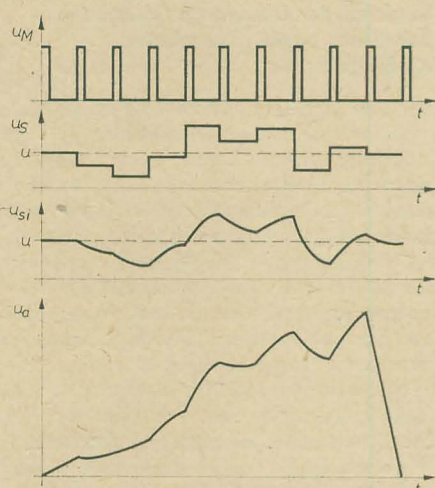
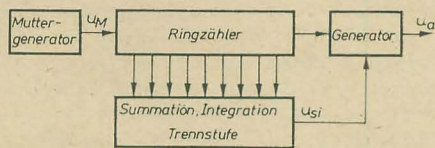


Bild 2: Blockschaltbild eines partiell korrigierten Ablenkgenerators

Bild 3: Spannungsverlauf im partiell korrigierten Ablenk-generator

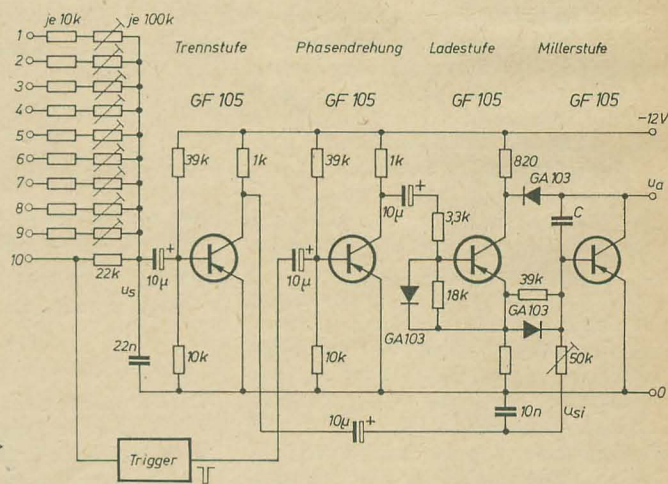


Bild 4: Generator und Erzeugung des Korrektursignals

Dauer einer Zeile in x-Richtung und die Dauer eines Bildes in y-Richtung) ist eine genaue Definition der Lage von Bildpunkten möglich. Die Verwirklichung dieser Forderung stößt auf folgende Schwierigkeiten:

- die Erzeugung einer exakt zeitlinear ansteigenden elektrischen Ablenkgröße, besonders eines Ablenkstromes, ist meist nur in Näherung möglich
- die elektronenoptischen Fehler des Ablensystems, besonders bei Ablenkspulen, verschlechtern die Proportionalität zwischen Ablenkgröße und Strahlage
- die in den Röhren (Aufnahme- oder Abstrahlröhren) vorhandenen bzw. die auf diese einwirkenden elektrischen und magnetischen Störfelder beeinflussen die Strahlage

Hieraus geht hervor, daß die Erzeugung streng zeitproportional ansteigender Ablenkgrößen gar nicht sinnvoll ist, weil die Notwendigkeit der Kompensation der elektronenoptischen Fehler in bestimmter Weise vorverzerrte Ablenkgrößen erfordert. Es ist außerdem zu erkennen, daß die elektromagnetische Ablenkung die kompliziertere Problematik in sich birgt. Da die üblicherweise angewendeten Abtastgeräte ausschließlich mit dieser Art

der Ablenkung arbeiten, sollen sich die weiteren Ausführungen hierauf beschränken. Die geschilderte Schaltungskonzeption zur Korrektur von Linearitätsfehlern gilt für die x- und y-Ablenkung prinzipiell in gleicher Weise.

In der Regel arbeiten Abtastsysteme, wenn auch oft mit anderen Frequenzen, nach einem, dem normalen Fernsehabtastmodus ähnlichen Verfahren. Da diese Art der Abtastung keine hohen Meßgenauigkeiten in y-Richtung gewährleistet, besteht die Notwendigkeit der Korrektur nur in der Richtung, die der Horizontalrichtung eines normalen Abtastsystems entspricht. Sollen beide Koordinaten mit gleicher Genauigkeit festgestellt werden, so wird eine kreuzweise Durchrasterung

Wegen $u_{be} \ll u$ entspricht der Ausgangsspannungsverlauf in guter Näherung dem Verlauf von u_c . In der in [1] angegebenen Schaltung wird bei $u = \text{konst.}$ der Kondensator C mit konstantem Strom entladen. Die abgewandelte Form dieser Schaltung ist im Bild 4 enthalten. Ändert man während einer Entladungsperiode die Spannung u nach einer beliebigen Zeitfunktion, so wird die Entladung entsprechend dem Momentanwert von u abgebremst oder beschleunigt. Gelingt es also, eine geeignete Korrekturspannung $u(t)$ herzustellen, so ist eine Vorverzerrung der Ausgangsspannung des Generators möglich.

Die Korrekturspannung muß phasenstarr mit der Generatorfrequenz verknüpft sein.

der Vorlage unter Zuhilfenahme einer Ablenkspulenumschaltung notwendig.

Generator für partiell korrigierte Ablenkaltungen

Die Schaltung des Generators basiert auf einem in [1] gegebenen Vorschlag. Die Grundlage dieser Schaltung bildet der Millerintegrator (Bild 1). Für den Strom i_c gilt

$$i_c = \frac{h_{21}}{h_{21} + 1} i_R e^{\frac{-t}{(h_{21} + 1) C R_K}} \quad (1)$$

Für

$$\frac{-t}{(h_{21} + 1) C R_K} = 0$$

wird $i_c = \text{konst.}$ und damit entsprechend

$$u_c = \frac{1}{C} \int i_c dt = \frac{i_c t}{C} \quad (2)$$

ein zeitlinearer Spannungsanstieg über C erreicht. Obige Bedingung läßt sich, wie in [1] gezeigt wird, durch $R_K = \infty$ realisieren. Aus Gl. (1) wird dann

$$i_c = \frac{h_{21} i_R}{h_{21} + 1} \quad (3)$$

Wenn R genügend groß ist, wird $i_R \approx u/R$ und $u_{be} \ll u$. Damit ergibt sich aus den Gln. (2) und (3)

$$u_c = \frac{h_{21} u t}{(h_{21} + 1) R C} \quad (4)$$

Es muß die Möglichkeit bestehen, eine genügend große Anzahl diskreter Abschnitte innerhalb dieser Periode in ihrer Amplitude zu verändern. Zur Erzeugung der Korrekturspannung werden die Spannungen an den zehn Kollektoren eines 10stufigen Ringzählers über Dosierwiderstände summiert. Der Spannungsimpuls am zehnten Kollektor dient zur Steuerung des Generators. Durch die Einstellung der Dosierwiderstände kann auf neun Abschnitten der Generatorausgangsspannung die zeitliche Änderung beschleunigt oder gebremst werden. Die Summenspannung u_s wird, um Unstetigkeiten der Ausgangsspannung zu vermeiden, über ein Integrierglied gegeben und als Spannung u_{Si} dem Entladetransistor der Generatorschaltung zugeführt. Als Grundlage für die Schaltung des Ringzählers dienen die Angaben in [2]. Durch Verwendung von Transistoren mit höherer Grenzfrequenz und exakte Dimensionierung der Koppelkondensatoren von Stufe zu Stufe wurde ein Zähler gewonnen, der den Anforderungen in einem partiell korrigierten Ablenkensystem genügt. Die Ansteuerung erfolgt mit einer einem Muttergenerator entnommenen Spannung, deren Frequenz dem 10fachen Wert der Ablenkfrequenz entspricht. Bild 2 zeigt das Blockschaltbild des Generatorkomplexes,

Bild 3 die dazugehörigen Spannungsverläufe. Im Bild 4 ist der Stromlaufplan des Generators mit Summierschaltung, Integrierglied und Trennstufe dargestellt.

Endstufe für eine partiell korrigierte Ablenkschaltung

Dem größten Teil der für die magnetische Horizontalablenkung verwendeten Schaltungen liegt das Energierückgewinnungsprinzip zugrunde. Hierbei sind die Möglichkeiten für Korrekturen während des Stromanstiegs stark begrenzt. Ähnlich liegen auch die Verhältnisse, wenn bei Beibehaltung der Spannungssteuerung auf die Energierückgewinnung verzichtet wird [3].

Neue Aspekte ergeben sich durch die Einführung der Stromsteuerung von Ablenkspulen. Der eingepreßte Strom kann in beliebiger Weise vorverzerrt und damit eine Kompensation von Ablenkfehlern vorgenommen werden. Eine Schaltung auf dem Prinzip der Stromsteuerung besteht aus einer Trennstufe, die die Stromsteuerung der Endstufe übernimmt und aus der Endstufe, die die benötigte Ablenkleistung zur Verfügung stellt. Durch den hohen Eingangswiderstand der Trennstufe ist deren Ausgangsstrom der vom Generator erzeugten Eingangsspannung proportional. Als Endstufe kommt wegen der erforderlichen hohen Leistungsverstärkung nur eine Emittierstufe in Frage. Gegenüber dem extrem kleinen Eingangswiderstand einer solchen Stufe ist der als Speisewiderstand dienende Ausgangswiderstand der Trennstufe hochohmig, so daß eine Stromsteuerung der Endstufe vorliegt. Da der Endstufentransistor sehr hoch aussteuerungsfähig ist, besteht in guter Näherung die Gültigkeit der Kleinsignalparameter. Wegen $i_2 = h_{21} i_1$ ist also der Strom i_2 im Bild 5 der Generatorspannung proportional. Nimmt man für den die Ablenkung bewirkenden Strom i_L einen zeitlinear ansteigenden Strom

$$i_L = k t \quad (5)$$

an, (die Abweichungen durch die Vorverzerrung können bei der Berechnung vernachlässigt werden), so kann man die notwendige Form des Stromes i_2 und damit auch die Form der Ausgangsspannung des Generators angeben. Nach dem Knotenpunkt- und Maschensatz ergibt sich

$$i_2 = i_h + i_L + i_C \quad (6)$$

$$u = \frac{i_h}{h_{22}} = \frac{1}{C} \int i_C dt = L \frac{di_L}{dt} + i_L R_v \quad (7)$$

Mit Hilfe der Laplacetransformation [4] erhält man im Unterbereich aus den Gln. (5), (6) und (7)

$$i_L = \frac{k}{p^2} \quad (8)$$

$$i_2 = i_h + i_C + i_L \quad (9)$$

$$U = \frac{i_h}{h_{22}} = \frac{i_C}{C p} = i_L (L p + R_v) \quad (10)$$

Nach elementaren Umformungen folgt hieraus

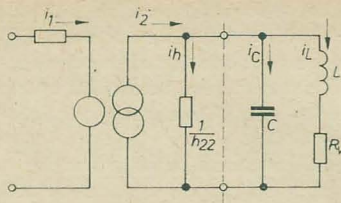


Bild 5: Ersatzschaltbild der Endstufe mit angekoppelten Ablenkspulen

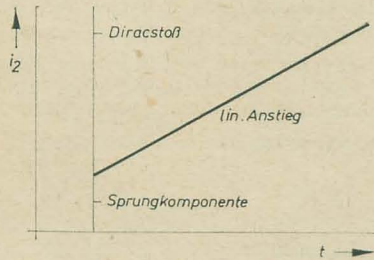


Bild 6: Zeitlicher Verlauf des Ausgangsstromes

$$i_2 = \frac{k}{p^2} (1 + R_v h_{22}) + \frac{k}{p} (L h_{22} + R_v h_{22}) + k L C \quad (11)$$

Die Rücktransformation in den Oberbereich ergibt nach [4]

$$i_2 = k t (1 + R_v h_{22}) + (\text{lin. Anstieg}) + k (L h_{22} + R_v C) + (\text{Sprungkomponente}) + k L C \delta(t) \quad (\text{Diracstoß}) \quad (12)$$

Der Diracstoß stellt einen unendlich kurzen Impuls von unendlich hoher Amplitude dar. Seine Erzeugung ist nur in grober Näherung möglich, so daß hierauf in vielen Fällen gänzlich verzichtet wird. Die dadurch entstehenden Fehler werden in [5] ausführlich beschrieben.

In vielen Fällen ist der Einfluß der Spulenkapazität vernachlässigbar gering und es zeigt sich, daß die Sprungkomponente gegenüber der Maximalamplitude einen sehr kleinen Wert hat. Im Folgenden soll deshalb untersucht werden, welche Fehler sich beim Weglassen der Sprungkomponente und des Diracstoßes im Strom i_2 ergeben. Dabei wird mit einem Ersatzschaltbild entsprechend Bild 5 ohne Spulenkapazität gerechnet. Knotenpunkt- und Maschennetz ergeben

$$i_2 = k t = i_h + i_L \quad (13)$$

$$u = \frac{i_h}{h_{22}} = R_v i_L + L \frac{di_L}{dt} \quad (14)$$

Nach der Laplacetransformation werden (13) und (14) im Unterbereich

$$i_2 = \frac{k}{p^2} = i_h + i_L \quad (15)$$

$$U = \frac{i_h}{h_{22}} = i_L (R_v + p L) \quad (16)$$

Nach elementaren Umformungen ergibt sich daraus

$$i_L = \frac{k}{p^2 (R_v h_{22} + 1 + p L h_{22})} \quad (17)$$

und bei Rücktransformation

$$i_L = k t \left(\frac{1}{1 + R_v h_{22}} \right) \quad (\text{lin. Anstieg}) - \frac{k L h_{22}}{(1 + R_v h_{22})^2} \quad (\text{Sprungkomponente}) + \frac{k L h_{22}}{(1 + R_v h_{22})^2} e^{-t \left(\frac{1 + R_v h_{22}}{L h_{22}} \right)} \quad (\text{Ausgleichvorgang}) \quad (18)$$

Während die Sprungkomponente nur eine Verschiebung des Strahlstartpunktes zur Folge hat, wird der zeitlineare Verlauf durch den Ausgleichvorgang gestört. Bei einer günstigen Dimensionierung der Ablenkspulendaten läßt sich der Ausgleichvorgang durch die partielle Korrektur kompensieren. Bei ungünstigen Spulendaten muß ein Zusatzimpuls zur Erzeugung einer Sprungkomponente der Endstufensteuerung überlagert werden.

Abgleich der Dosierungswiderstände bei einem partiell korrigierten Ablenkgenerator

Zur Vorbereitung des Abgleichvorgangs wird die abzutastende Breite der Vorlage möglichst genau durch zehn Linien in neun Abschnitte unterteilt. Bei Verwendung eines Fernsehaufnahmesystems wird zweckmäßigerweise ein ebenso unterteiltes Prüfdia mit Hilfe einer gut korrigierten Optik auf die Fotokathode der Aufnahmeöhre projiziert. Beim Abtasten dieser Vorlage entsteht ein Signalzug, in dem zehn Impulse vorhanden sind. Als Vergleichssignal dient die Frequenz des Muttergenerators, die (da sie für die Steuerung des Ringzählers rechteckförmig vorliegen muß) differenziert und gleichgerichtet wird. Die beiden Signale werden überlagert und an den Meßeingang eines Oszillografen gelegt. Dieser Oszillograf soll eine starke Dehnung der Zeitbasis ermöglichen. Der erste Impuls des Abtasterausgangssignals wird nun mit einem Impuls der Vergleichsspannung durch Verschieben der Strahlage oder der Vorlage zur Deckung gebracht. Nach einem Grobabgleich der Ablenkamplitude (der zehnte Abtasterimpuls muß sich mit dem zehnten Vergleichsimpuls decken) werden nacheinander die dazwischenliegenden Abschnitte korrigiert.

Literatur

- [1] Spány, V.: Sägezahn-generator mit fast unendlicher Zeitlinearität. Elektronische Rundschau (1961) H. 11, S. 531
- [2] Schiller, H. J.: Wirkungsweise und Dimensionierung transistorisierter Ringzähler. radio und fernsehen 11 (1962) H. 12, S. 383-386
- [3] Schröter, F.; Theile, R.; Wendt, G.: Fernseh-technik II. Springer Verlag Berlin, Göttingen, Heidelberg 1956
- [4] Doetsch, G.: Anleitung zum praktischen Gebrauch der Laplacetransformation. R. Oldenbourg Verlag, München 1961
- [5] Millman, J.; Taub, H.: Impuls- und Digital-schaltungen. VEB Verlag Technik Berlin, 1963

Automatisierte Konstruktion von Leiterplatten

Dr.-Ing. WOLFGANG FREDRICH

Mitteilung aus dem VEB Rechenelektronik im Kombinat Zentronek

Die Miniaturisierung im elektronischen Gerätebau ist eine Folge der ständig steigenden Forderungen an die Leistungsfähigkeit elektronischer Anlagen, der durch hohe Zuverlässigkeit bedingten Redundanz in den Anlagen und der wachsenden Vielzahl von Einsatzmöglichkeiten. In diesem Zusammenhang sind die Leistungsparameter elektronischer Rechenanlagen zu sehen, die Aufgaben der Elektronik in der Weltraumforschung, in der Militärtechnik, in der Medizin und in anderen Einsatzgebieten, die die Unterbringung einer Vielzahl von elektronischen Operationen auf engstem Raum verlangen. In erster Linie ist diese Entwicklung der Elektronik an die Leistungsfähigkeit der Bauelementeindustrie gekoppelt, die mit dem Übergang zur integrierten Mikroelektronik eine qualitative Veränderung in dieser Entwicklung brachte. Durch die Weiterentwicklung der Bauelemente konnten die anfangs hohen technologischen Kosten für die Herstellung integrierter Schaltungen gesenkt werden, so daß gegenwärtig auch die Konsumgüterindustrie einen steigenden Bedarf an integrierten Schaltungen anmeldet, da die Herstellungskosten elektronischer Geräte mit dem Einsatz integrierter Schaltungen zunehmend sinken.

Der Einsatz integrierter Schaltungen stellt auf der anderen Seite hohe Anforderungen an die Verbindungstechnologie außerhalb der Bausteine, wobei sich die Leiterplatte als Bauelementeträger und gleichzeitig als Verbindungselement durchgesetzt hat. Die zunehmende Packungsdichte der Bauelemente ließ den konstruktiven Aufwand für die Konstruktion der Leiterplatte kompliziert und aufwen-

dig werden, was vor allem an der Dichte der Leitungsführung bzw. an der Deckungsgleichheit mehrerer Leitungsebenen liegt. In diesem Zusammenhang wird der Einsatz von Automaten innerhalb der konstruktiven Phase unerlässlich, wobei das neben der Beherrschung der konstruktiven Probleme auch eine Frage der Rationalisierung der Entwicklung zur Erreichung kurzer Entwicklungszeiten unter den Bedingungen der moralischen Kurzlebigkeit der Geräte ist.

Gegenwärtig hat sich besonders in der Rechentechnik, in der Weltraumforschung und in der Militärtechnik die Mehrebenenleiterplatte durchgesetzt, die ein kompaktes Zusammenlegen der Bausteine auf der Leiterplatte gestattet und die Verbindungsleitungen auf mehreren voneinander getrennten Schichten realisiert. Neben dem erhöhten Aufwand in der Konstruktion der Mehrebenenleiterplatte entstehen auch Herstellungskosten, die den Einsatz der Mehrebenenleiterplatte nur in bestimmten Fällen rechtfertigen und eine sorgfältige Prüfung der technischen und ökonomischen Einsatzparameter voraussetzen.

Die Mehrebenenleiterplatte ermöglicht die für geringe Schaltzeiten erforderliche kurze Führung der Signalleitungen, die Realisierung abgeschirmter Leitungen und eines definierten Wellenwiderstandes einer Leitung, sämtlich Parameter, die einen begründeten Einsatz der Mehrebenenleiterplatte veranlassen können. Darüber hinaus haben mit Mehrebenenleiterplatten ausgerüstete Geräte extrem geringe Abmessungen und ermöglichen dadurch spezielle Anwendungen.

Der Preis einer Mehrebenenleiterplatte

Die immer komplizierter werdende Leiterplatte sowohl als Träger der Bauelemente als auch als Verbindungselement verlangt den Einsatz von Automaten zur Herstellung der technischen Dokumentation und der Leiterplatten selbst. Darüber hinaus wird die konstruktive Phase in zunehmendem Maße vom Rechnereinsatz gekennzeichnet sein. Dabei wird die Leistungsfähigkeit der Programme ständig zunehmen und einer ökonomisch vertretbaren Grenze zustreben. Vorhandene rechentechnische Möglichkeiten sollten in der Entwicklung weitgehend genutzt werden, um das Entwicklungspersonal zu entlasten und um die Entwicklungszeit zu verkürzen. Automatisierung und Konstruktion müssen sich einander anpassen, um optimale Lösungen zu erzielen.

wächst etwa linear mit der Anzahl der Schichten und liegt erheblich über dem der Ein- bzw. Zweiebenenleiterplatte. Die Herstellungskosten einer Einebenenleiterplatte im Verhältnis zur Zwei- und Dreiebenenleiterplatte verhalten sich etwa wie 1:4:12, so daß der Einsatz der Mehrebenenleiterplatte gegenwärtig nicht Selbstzweck sein kann.

In der kommerziellen Gerätetechnik und in der Konsumgüterindustrie, in der technische Erfordernisse nicht den Einsatz von Mehrebenenleiterplatten bedingen, wird die Zwei- bzw. Einebenenleiterplatte weiterhin vorherrschen, wobei diese durch Verwendung integrierter Schaltungen erheblich komplizierter werden.

Der rechnergestützte Entwurf der Leiterplattentopologie

Die Entwicklung der ersten Rechenvorschriften, auf denen eine rechnergestützte Konstruktion von Leiterplatten aufbauen konnte, liegt etwa zehn Jahre zurück, wobei diese Vorschriften nicht speziell für das Leiterplattenproblem erarbeitet wurden. Der Algorithmus nach Lee z. B., der heute u. a. für die Leiterplattenkonstruktion verwendet wird, wurde entwickelt, um den Weg zwischen zwei Punkten zu errechnen, wobei als Randbedingungen minimale Weglänge, das Umgehen von Hindernissen oder eine minimale Zahl von Schnittpunkten mit bereits vorhandenen Verbindungslinien gegeben waren. Eine Rechenvorschrift, die heute in verschiedenen Modifikationen bei der Konstruktion von Leiterplatten angewandt wird, geht auf Lee [1] zurück. Der Algorithmus nach Lee arbeitet nach dem Prinzip, daß zunächst die für die Verbindung zur Verfügung stehende Fläche in Zellen unterteilt wird und dann, ausgehend von einer Ursprungszelle A, die Nachbarzellen hinsichtlich ihrer Zulässigkeit für den zu beschreitenden Weg zu einer Zielzelle B untersucht werden und eine Wichtung erhalten, die z. B. die Notwendigkeit, einen bereits vorhandenen Weg zu kreuzen, kennzeichnet. Durch eine Tabellierung wird das Verfahren erleichtert. Im Bild 1

X	37	X	36	X	35	X	34	X	33	X	32	X	31	X	48
X	38	↓	17	↓	16	↓	15	↓	14	B ₂	13		30	X	47
X	39	A ₂	18	↓	5		4	↓	3	↓	12		29	X	46
X	40	↓	19	A ₁	6	X	1	↓	2	↓	11	B ₁	28	X	45
X	41	↓	20	↓	7	↓	8	↓	9	↓	10	↓	27	X	44
X	42	X	21	X	22	X	23	X	24	X	25	X	26	X	43

nach LEE

Bild 1: Algorithmus nach Lee

4	3	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
3	2	1	2	3	4	X	8	9	10	11	12
2	1	A	1	X	5	X	9	10	11	X	X
X	X	1	2	X	6	7	8	9	10	11	12
4	3	2	3	X	7	X	X	X	X	12	
5	4	X	X	X	8	9	10	X			B
6	5	6	X	10	9	10	11	12			
7	6	7	8	9	10	11	12				
X	X	8	9	10	X						
11	10	9	10	11	X						
12	11	10	11	12							
	12	11	12								

nach AKERS

Bild 2: Modifikation des Algorithmus nach Lee von Akers

2	2	1	2	2	1	1	2	2	1	1	2
2	1	1	1	2	2	X	2	1	1	2	2
1	1	A	1	X	1	X	1	1	2	X	X
X	X	1	1	X	1	2	2	1	1	2	2
2	2	1	2	X	2	X	X	X	X	X	2
1	2	X	X	X	2	1	1	X			B
1	1	1	X	1	1	1	2	2			
2	1	2	2	1	1	2	2				
X	X	2	1	1	X	2					
2	1	1	1	2	X						
2	2	1	2	2							
	2	2	2								

nach AKERS

Bild 3: Eine zweite Modifikation des Algorithmus nach Lee von Akers

wird eine Erläuterung der Arbeitsweise des Algorithmus gegeben. In diesem Beispiel ist ein Weg von Zelle 18 nach Zelle 13 zu finden, wobei bereits ein Weg von Zelle 6 zur Zelle 28 über die Zellen 5, 16, 15, 14, 3, 2, 11 vorhanden ist. Dieser Weg ist minimal zu kreuzen. Die verbotenen Bereiche sind gekennzeichnet. Die Wichtung ist in den betroffenen Zellen unten eingetragen. Sie erhalten nach ihrer Behandlung außerdem eine Kettenkoordinate, die auf die Ursprungszelle hin gerichtet ist. Es wird der Weg über die Zellen 12, 11, 10, 9, 8, 7, 20 und 19 gefunden.

Modifikationen zeigen die Bilder 2 und 3, in denen Zahlenfolgen aufgebaut werden, bis die Zielzelle erreicht ist. Die Verfahren sind einfach und aus den Abbildungen leicht zu erkennen. Die Form in Bild 3, Modifikation nach Akers [2], verwendet die Zahlenfolge 1, 1, 2, 2, 1, 1, 2, 2, ..., wobei im Falle des Einsatzes von Rechnern eine Vereinfachung durch geringeren Speicherbedarf erreicht wird. Wird der Algorithmus nach Lee auf das Leiterplattenproblem angewandt, so ist ein hoher rechentechnischer Aufwand erforderlich, der eine Großrechenanlage voraussetzt. Nimmt man an, daß es sich um eine Leiterplattengröße von 170 mal 135 mm² handelt, so sind bei einer Unterteilung in Zehntelrasterschritte etwa 800 000 Zellen zu behandeln, wenn die Zweiebenentechnik angewandt wird. Über diese Zellen müssen verschiedene Informationen, wie

- Belegung durch Lötungen bzw. Leitungen,
- nicht belegbar durch Einhalten bestimmter Abstandsbedingungen (TGL 25 016),
- Leiterplattenseite,
- Richtungskennzeichnung u. a.

vorliegen. Es sind bestimmte Konstruktionsvorschriften einzuhalten, die durch fertigungstechnische Bedingungen bzw. durch einen Automaten Einsatz in der Konstruktion gegeben sind.

Bevor die Bauelemente auf der Leiterplatte verdrahtet werden, müssen sie op-

timal angeordnet werden. Bei der Anordnung wird davon ausgegangen, Positionen zu finden, bei denen die erforderlichen Verbindungslängen zwischen den Bauelementen minimal sind. Dieses Problem ist auch aus ökonomischen Optimierungsaufgaben bekannt. Mathematisch läßt sich diese Aufgabenstellung so ausdrücken, daß für jedes Element jede Position betrachtet wird, wobei alle Kombinationen berücksichtigt werden. Der rechnerische Aufwand ist jedoch so hoch, daß er unverträglich ist, da bei n Elementen und n Positionen $n!$ Berechnungen notwendig wären.

Steinberg [3] geht bei der Beschreibung eines Placierungsalgorithmus von einer Verbindungsmatrix, deren Elemente die Anzahl der Verbindungen zwischen den Bauelementen enthalten, und von einer Positionierungsmatrix aus, deren Elemente die Entfernungen von Position zu Position bei einigen fest vorgegebenen belegbaren Positionen beschreiben. Nachdem unverbundene Bauelementegruppen ermittelt wurden, werden die Positionen der Elemente, ausgehend von einer Anfangsplacierung, solange untereinander vertauscht, bis die Gesamtentfernung ein Minimum ist. Die nicht zu diesen Gruppen gehörenden Elemente behalten eine feste Position bei. Nach diesem Verfahren reduziert sich der rechnerische Aufwand auf $r \cdot (n-m)! / (r-n)!$ Operationen, wenn r die Anzahl der möglichen Positionen, n die Zahl der Bauelemente und m die Zahl der unverbundenen Gruppen bedeuten (siehe auch [4]).

Konstruktion von Leiterplatten mit Hilfe eines Rechners

Gegenwärtig kommt es darauf an, vorhandene rechentechnische Voraussetzungen für das Konstruieren von Leiterplatten zu nutzen. Es liegen einige Erfahrungen auf dem Gebiet der Leiterplattenkonstruktion mit dem Rechner R 300 vor. Dabei wurde im Wesentlichen auf die Rechenvorschrift von Steinberg und Lee zurückgegriffen und eine geeignete Modifikation erarbeitet.

Ausgangspunkt ist ein Schaltungs- oder Logikentwurf, dessen Elemente noch manuell den integrierten Bausteinen zugeordnet werden müssen. Diese Zuordnung ist allerdings algorithmierbar und kann einem Rechner übertragen werden. Die Aufbereitung des Logikentwurfes in eine dem Rechner verständliche Form erfolgt durch Angabe der Verknüpfungen und durch zusätzliche Informationen über die durchzuführende Konstruktion. Auf der Grundlage des aufbereiteten Schaltungsentwurfes erfolgt die Berechnung der Bauelementeplacierung und der Leiterzugführung.

Die Datenliste hat folgenden Aufbau:

1. Kennzeichnung der Leiterplatten- bzw. Zeichnungsnummer.
2. Anzahl der Positionen, aufgeteilt in Zeilen und Spalten, z. B. 24, 6, 4, d. h. 24 Positionen, davon 6 Zeilen und 4 Spalten.
3. Angabe der Verknüpfungen wie z. B.
1,2. 3,4. 6,8 -
2,6. 4,7. 8,9 -
d. h. in Worten
IS 1, Anschluß 2 ist verbunden mit IS 3, Anschluß 4, und IS 6, Anschluß 8 usw.
4. Numerierung der Positionen.
5. Angabe der Schaltkreise, die von der Konstruktion her festen Positionen zugeordnet sind. Das trifft in erster Linie für Stecker- und Anschlußleisten zu, die als „Schaltkreis“ aufgefaßt werden. Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, bestimmte Positionen auf der Leiterplatte frei zu halten.
6. Definition von Typen der Schaltkreise und Zuordnung der verwendeten Schaltkreise einschließlich Anschluß- und Steckerleisten zu einem jeweiligen Typ. Unter Typ wird die Lage der Anschlußstifte des Schaltkreises verstanden, d. h. es erfolgt eine Untergliederung dahingehend, ob der Anschluß an der „oberen“ Seite (z. B. Anschlüsse 1 bis 8) oder an der „unteren“ Seite (z. B. Anschlüsse 9 bis 16) liegt.

Die Zielfunktion des Placierungsalgorithmus ist eine möglichst minimale Gesamtleitungslänge. Auf der Grundlage der

Datenliste wird die Verbindungsmatrix aufgestellt, die in Verbindung mit der Positionierungsmatrix die Berechnung der für jeden Schaltkreis günstigsten Position ermöglicht.

Der Placierungsalgorithmus ist für Schaltkreise beliebigen Typs geeignet, z. B. für Schaltkreise mit Flachgehäuse, der TO-Reihe oder der dual-in-line-Bauform, da der Grundgedanke des Berechnungsverfahrens ein punktförmiges Auffassen der Schaltkreise ist. In einer weiteren Spezifikation für die Placierung wird auch „obere“ und „untere“ Stiftreihe berücksichtigt und damit eine günstigere Anordnung der IS gefunden.

Aus der Datenliste werden eine Positionierungsmatrix – Matrix, deren Matrixelemente c_{kl} in Längeneinheiten die Verbindungslänge zwischen der k-ten und l-ten Position angeben – sowie eine Verbindungsmatrix – Matrix mit den Matrixelementen a_{ij} , die die Anzahl der Verbindungen zwischen dem i-ten und dem j-ten Element (IS) angeben – errechnet. Nach der Vorgabe der festen Positionen zugeordneten Schaltkreise (einschließlich Stecker bzw. Anschlußleisten) erfolgt die Ermittlung des Schaltkreises mit den meisten Verbindungen zu den fest positionierten

02, 06, 29, 13, 35, 11, 25, 04

38	33	34	35	39
13	17	23	19	18
16	15	14	21	20
28	08	30	22	25
31	09	05	32	29
37	24	10	03	04
26	02	12	40	41
11	01	27	06	07
36	42	43	44	45

Bild 4: Vom Rechner ausgedruckter Verbindungsgraph

und die Berechnung seiner Position. Dabei wird eine Multiplikation der Anzahl der Verbindungen zu den festen IS mit der in Wertigkeiten ausgedrückten Entfernungen von den noch zu belegenden zu den bereits belegten Positionen durchgeführt. Da Verbindungen zu mehreren Schaltkreisen bestehen, ist eine Addition der

einzelnen Produkte notwendig. Die Produktschritte werden auf das Minimum hin untersucht, wodurch die geeignetste Position hinsichtlich möglichst minimaler Verbindungslängen gefunden wird. Damit ist ein weiterer Fixpunkt ermittelt, und es erfolgt die Berechnung der Position für den IS mit den meisten Verbindungen zu den jetzt fixierten.

Das Verfahren der Placierung von Bausteinen ist für die EDVA R 300 programmiert worden. Das Programm gestattet die Behandlung von 80 Schaltkreisen bei etwa 3000 Verbindungen. Die benötigte Rechenzeit liegt zwischen 10 und 25 Minuten. Die Maschinenausrüstung beschränkt sich auf die Zentraleinheit, die Lese-Stanz-Einheit, einen Drucker, den ungepufferten LS-Ein- und Ausgang sowie auf die Schreibmaschine des Maschinentechnischen und das Bedienpult.

Die ermittelte Placierung ist bereits ein Hilfsmittel für den Konstrukteur, da die Leiterzugverlegung unter Verwendung der Verbindungsliste nach erfolgter Placierung schneller und günstig vorgenommen werden kann.

Der nächste Programmschritt geht von der errechneten Placierung aus und ermittelt für jeden Verbindungsgraph die qualitative Form der Leitungsführung. Dabei erfolgt nicht die Berechnung der geometrischen Orte jedes Leiterzuges, sondern es wird nur der prinzipielle Verlauf der Leitung zwischen den placierte Schaltkreisen ermittelt. Bei diesem Schritt werden mehrere Leitungsführungen berechnet und diejenige ausgewählt, deren Wertigkeit, die bereits vorhandene Leitungen und die Leitungslänge berücksichtigt, minimal ist. Damit erfolgt eine gleichmäßige Verteilung der Leiterzüge auf der Leiterplatte.

Während die Placierungsprobleme nach der von Steinberg angegebenen Methode behandelt wurden, dient als Grundlage der Berechnung der Leitungsführung eine Modifikation des Algorithmus von Lee, die im wesentlichen eine grobe Rasterung des Leiterplattenformates beinhaltet.

Für jeden Verbindungsgraph wird ein gesondertes Bild ausgedruckt (Bild 4), in dem berücksichtigt wird, an welcher Seite des Schaltkreises die Leitung herauszuführen ist. Die Berechnung der Leitungsführung endet mit einer Ermittlung der in den einzelnen Kanälen unterzubringenden Anzahl von Leiterzügen, so daß der Abstand der Schaltkreise entsprechend gewählt werden kann. Auf der Grundlage der einzelnen Leitungsbilder kann unter Berücksichtigung der Konstruktionsvorschriften die Leiterplatte konstruiert werden. In l- bzw. z-Richtung verlaufende Leiterzüge werden auf der Löt- bzw. Bestückungsseite realisiert. Knickpunkte bedeuten Durchkontaktierungen. Wesentlich ist, daß mit diesem Verfahren Hilfskräfte in der Lage sind, die Leiterplattenkonstruktion auf der Grundlage der Rechnerergebnisse durchzuführen und daß damit die Arbeit des Entwicklers erst wieder beim Test des Musters einzusetzen braucht. Das rechnergestützte Entwurfsverfahren ist in Bild 5 zusammengefaßt.

Die benötigte Rechenzeit für ein Beispiel

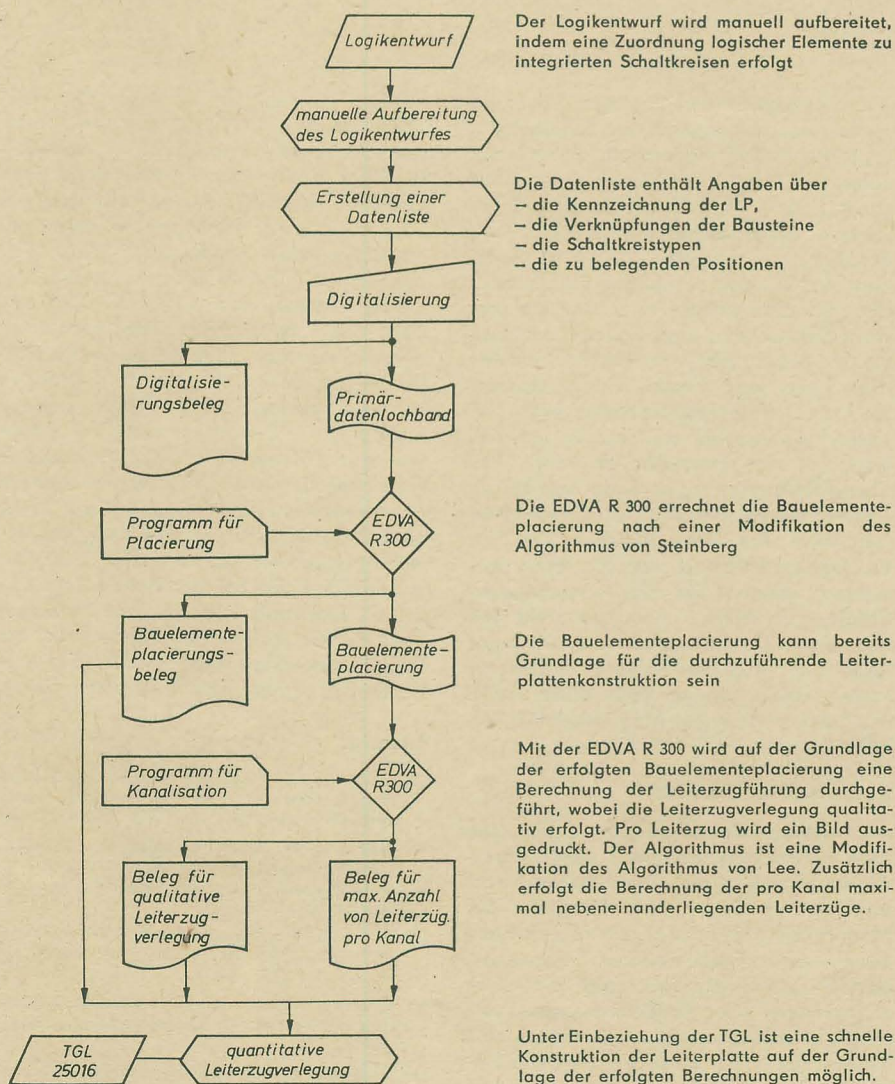


Bild 5: Systematisierter Ablauf der Leiterplattenkonstruktion

mit 24 Schaltkreisen bei etwa 140 Verbindungen von je durchschnittlich 3 Anschlußpunkten betrug einschließlich Placierung etwa 20 Minuten. Die Gerätekonfiguration des R 300 entspricht bei der Leitungsfindung der der Placierung. Die Leistungsfähigkeit des Placierungsprogramms wird nicht eingeschränkt.

Einschätzung des Verfahrens

Das vorgestellte rechnerunterstützte Entwurfsverfahren stellt einen ersten Schritt zur automatisierten Konstruktion elektronischer Geräte dar. Es ist jedoch zu berücksichtigen, daß der Mensch eine günstigere Lösung als der Rechner für die Anordnung der Bauelemente finden kann, da er verschiedene Kriterien wie die Lage der Bauelemente im Baustein selbst berücksichtigt und Placierung und Verdrahtung gleichzeitig behandelt. Wesentlich ist jedoch beim Rechnereinsatz, daß

eine Konstruktion in kürzerer Zeit und ohne Belastung eines hochqualifizierten Mitarbeiters ausgeführt werden kann. Eine u. U. ungünstigere Lösungsvariante des Rechners ist dem Zeitgewinn und der Entlastung des Entwicklungspersonals gegenüberzustellen. Es kommt nicht immer darauf an, optimale Lösungen, sondern realisierbare Lösungen zu erhalten.

Das vorliegende Verfahren hat in erster Linie seinen Vorteil in der vom Rechner ermittelten Anordnung der Schaltkreise. Die Vorgabe der Placierung gestattet bereits in Verbindung mit der Datenliste eine Leiterzugermittlung ohne weitere Berücksichtigung des Entwurfes. Die mit Hilfe der Rechenanlage gefundenen qualitativen Leiterzüge sind vom Menschen nach erfolgter Placierung selbst mit geringem Aufwand und optimaler zu finden, da er eine umfassendere Übersicht über die gesamte Leiterplatte hat. Eine

Berechnung der Leiterzüge ist nur dann sinnvoll, wenn eine quantitative Aussage getroffen wird, d. h., die geometrischen Orte des Leiterzuges bzw. seiner charakteristischen Punkte ermittelt werden, um darauf aufbauend eine Weiterverarbeitung auf numerisch gesteuerten Zeichnermaschinen zu ermöglichen.

Literatur

- [1] Lee, C. Y.: An Algorithm for Path Connections and Its Applications. IRE Transactions on Electronic Comp. Sept. 1961, S. 346-365
- [2] Akers, S. E.: A Modification of LEE's Path Connection Algorithm. IEEE Trans. on Electron. Comp. Febr. 1967, S. 97-98
- [3] Steinberg, L.: The Backboard Wiring Problem: A Placement Algorithm. SIAM Review, Vol. 3 (1961) H. 1, S. 37-50
- [4] Saedler, J.; Schaller, K.: Zu einigen Problemen der rechnerunterstützten Konstruktion von Leiterplatten. Nachrichtentechnik 20 (1970) H. 4, S. 153-160

Fortsetzung von Seite 632

Elektronik-Baukastensystem PIKOTRON

Vom Bauelement-Baustein zum Schaltungs-Baustein. Dabei dürfte besonders das im Zusammenhang mit den Gehäuseteilen von „Amateurelektronik“ eingeführte Großformat 35 mm × 80 mm [4] viele der von PIKOTRON gebotenen Schaltungen aufnehmen können. Am Beispiel einer Widerstandsmeßbrücke wurde eine solche Leiterplatte in [5] vorgestellt.

Die Vielfalt der Schaltungen kommt den unterschiedlichen Interessengebieten der angehenden Elektroniker weitgehend entgegen. Hinter den Bezeichnungen der vier Schaltungskapitel („Signal- und Überwachungstechnik“, „NF-Verstärker“, „Nachrichtenübertragung“ und „Elektronische Meßtechnik“) verbergen sich einfache und kompliziertere Schaltungen, die von Blinkern über Zeitschalter, Berührungsschutzschalter, Feuermelder und andere Warngeräte, NF-Verstärker mit getrennter Höhen- und Tiefenwiedergabe, Sprechverbindungen, Einkreisreflexempfänger sowie Dioden- und Transistorprüfer bis zu Meßbrücken mit Lautsprecheranzeige für R-, C- und L-Messungen reichen.

PIKOTRON für Fortgeschrittene

Im letzten Abschnitt wurde bereits angedeutet, daß der PIKOTRON-Benutzer diese Bausteine nicht nur in seiner „Elektronik-Jugendzeit“ verwenden wird, sondern auch als Basis für die Erprobung von Schaltungen für kleine Eigenbaugeräte. Das betrifft nicht allein die im Anleitungsheft enthaltenen Schaltungen, sondern auch eigene Entwürfe. Die Empfehlung, z. B. Transistorfassungen in die Transistorbausteine einzubauen und da-

mit beliebige andere Transistoren in der einmal zusammengesetzten Schaltung zu erproben (s. [5]), bedeutet u. a., daß man sofort weiß, ob der vorhandene Transistor evtl. andere Widerstandswerte erfordert. Entsprechend der Reaktion der Schaltung lassen sich z. B. Widerstände statt der Drahtverbindungen einfügen, da die Drahtanschlüsse der z. Z. üblichen Bauelemente von den Federn der Bausteine einwandfrei kontaktiert werden. Oder man legt einem Widerstandsbaustein über freie Federkontakte einen anderen Widerstand von außen parallel, wenn es der Transistor erfordert. Eine kleine Rechnung ergibt dann den für die Leiterplattenausführung tatsächlich nötigen Wert. Auf diese Weise behält man die Baukastentransistoren mit ihren definierten Werten für die vorgegebenen Schaltungen stets zurück, während sich beliebig viele Leiterplattenbestückungen über die Bausteinschaltung optimieren lassen. Keine geringe Rolle dürfte dabei die baukasteneigene Möglichkeit der Bestimmung von R, C und L spielen.

Aussichten für PIKOTRON

Aus diesen Betrachtungen ergibt sich noch ein anderer, ebenfalls recht interessanter Aspekt: die Entwicklung neuer Bauelemente dürfte dem Hersteller die Möglichkeit geben, von Zeit zu Zeit neue Bausteine, in einem weiteren Ergänzungskasten zusammengefaßt und mit einer „Fortsetzung“ des Anleitungsbuches versehen, herauszubringen. Denkbar sind schon jetzt z. B. Stabilisierungsschaltungen (mit Z-Diode, ggf. auch mit Leitungs transistor, dieser wiederum für

größere Leistungen auch in den NF-Schaltungen einsetzbar) oder Feldeffekttransistorexperimente. In einer späteren Phase dürfte es nicht ausgeschlossen sein, einzelne Spezialbausteine mit fertigen Schaltkreisen zu bestücken – vorausgesetzt, die Preise lassen sich mit den Absatzmöglichkeiten in Einklang halten. Der große Vorteil des PIKOTRON-Systems liegt dabei in der Flexibilität von Inhalt und Anordnung. Solange keine flächenbedingten Verkopplungen zu Störungen der gewünschten Funktion führen, solange also auch – die gegenwärtige Konzeption der Plastikbausteine vorausgesetzt – nicht bei Benutzen höherer Frequenzen unerwünschte Effekte auftreten, so lange wird PIKOTRON ergänzungsfähig und erweiterbar bleiben. Es wird eine nicht unerhebliche Rolle bei der Entwicklung unseres Elektronikernachwuchses spielen, ebenso wie es seinen Anwendern als Objekt sinnvoller, interessanter Freizeitbeschäftigung viel Freude bereiten dürfte.

Literatur

- [1] Schlenzig, K.: Auf dem Wege zum IS-Baukastensystem für Elektronikamateure. radio fernsehen elektronik 19 (1970) H. 2, S. 41-42
- [2] Schlenzig, K.: System Komplexe Amateurelektronik. Originalbauplan Nr. 13, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969 (ergänzte Nachauflage 1972)
- [3] Schlenzig, K.: Amateurelektronik-Experimente. Originalbauplan Nr. 16, Deutscher Militärverlag, Berlin 1970
- [4] Schlenzig, K.: Amateurelektronik-Geräte. Originalbauplan Nr. 19, Deutscher Militärverlag, Berlin 1971
- [5] Schlenzig, K.: PIKOTRON – ein universelles Baukastensystem für den Amateur. FUNKAMATEUR 21 (1972) H. 7, S. XXV-XXVII

Ultraschall-Fernbedienung für TV-Empfänger

Ultraschall-Fernbedienungen, Anfang der sechziger Jahre noch Attraktionen, werden heute bereits von verschiedenen Herstellern angeboten. Die mit Ultraschall-Fernbedienung durchzuführenden Fernsteuerfunktionen für Farbfernsehempfänger reichen von der Lautstärkeeinstellung, Farbkontrasteinstellung und Programmwahl bei einfachen Fernbedienungen bis zur Übernahme weiterer Funktionen, wie Helligkeitssteuerung und Ein-Aus-Schaltung, bei modernsten Fernsteuerungen. Bild 1 zeigt das Prinzip einer Ultraschall-Fernsteuerung. Der Ultraschallsender besteht aus einem Oszillator, der je nach zu steuerndem Kanal auf verschiedene Frequenzen umschaltbar ist. Ein elektrostatischer Lautsprecher strahlt den Ultraschall ab, der von einem Kondensatormikrofon empfangen wird. Es folgt ein breitbandiger Verstärker, dem sich Auswerte-, Speicher- und Steuerschaltungen anschließen.

Die Auswerteschaltungen (Resonanzkreise) filtern jeweils die Frequenz des gesteuerten Kanals aus und leiten das sich ergebende Steuersignal zur Betätigung der gewünschten Funktion an ent-

sprechende Steuerschaltungen weiter. Die Betätigung kann einmal mechanisch durch Motorpotentiometer oder rein elektronisch erfolgen.

Die Funktionsweise einer derartigen Ultraschall-Fernbedienung soll anhand eines Beispiels näher erläutert werden.

Funktionen

Von der betrachteten Ultraschall-Fernbedienung sollen zehn Funktionen ausgeführt werden

- Helligkeit: heller (+) und dunkler (–)
- Farbkontrast: mehr (+) oder weniger (–)
- Lautstärke: lauter (+) und leiser (–)
- Netz: ein und aus
- Programmwahl: + und –

Jeder dieser Funktionen ist eine Ultraschallfrequenz zugeordnet, wobei Netz „ein“ und „aus“ durch eine Frequenz betätigt wird. Es ergibt sich z.B. folgende Frequenzverteilung (Steuerkanäle):

Helligkeit +:	25,6 kHz
Farbkontrast –:	26,8 kHz
Farbkontrast +:	35,0 kHz
Lautstärke –:	36,2 kHz
Programm –:	37,4 kHz

Netz ein und aus:	38,6 kHz
Programm +:	39,8 kHz
Helligkeit –:	41,0 kHz
Lautstärke +:	42,2 kHz

Ultraschallsender

Bild 2 zeigt das Teilschaltbild des Ultraschallsenders. Der Oszillator im Sender ist ein einschaltbarer und in der Frequenz umschaltbarer Transistoroszillator. Die Betätigung erfolgt durch Tasten, wobei jeweils zwei Kontakte geschlossen werden. Ein Kontakt legt die Betriebsspannung an und schaltet damit den Oszillator ein, der andere schaltet an den Schwingkreis einen Parallelkondensator, der die für den betreffenden Steuerkanal entsprechende Frequenz bestimmt. Die im Sender angeordnete Batterie gewährleistet eine lange Lebensdauer (ein bis zwei Jahre). Der Ultraschallsender ist in einem kleinen handlichen Gehäuse untergebracht und hat im allgemeinen eine Reichweite von 10 m.

Ultraschallempfänger

Der Ultraschallempfänger (Bild 3) enthält einen breitbandigen Verstärker, der das

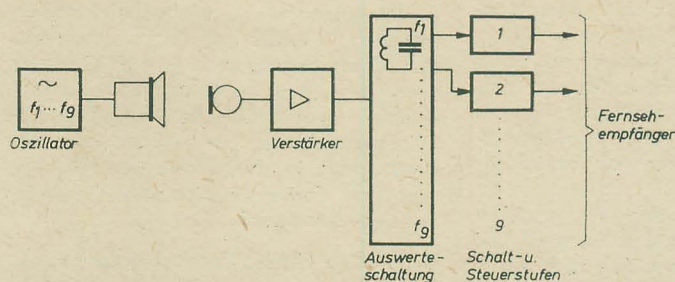


Bild 1: Vereinfachtes Prinzip einer Ultraschall-Fernsteuerung für neun Steuerfrequenzen

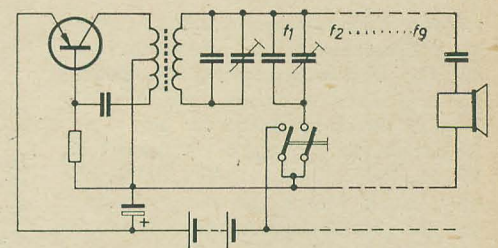


Bild 2: Ultraschallsender (vereinfacht)

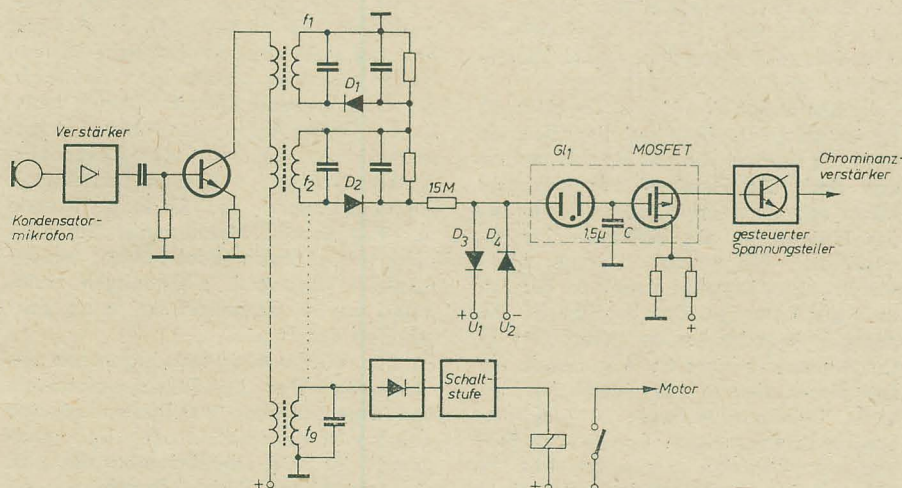


Bild 3: Ultraschall-Fernbedienungsempfänger (Prinzip einer Lösungsvariante)

vom Kondensatormikrofon aufgenommene Steuersignal verstärkt. Um Störungen durch Harmonische und durch die Zeilenfrequenz zu vermeiden, wird die Bandbreite nach oben und unten begrenzt. Die Steuerspannung gelangt dann über einen Ausgangstransistor an Auswerteschaltungen, die Resonanzkreise entsprechend der Anzahl der Steuerkanäle enthalten. Wird ein Kanal betätigt, so erfolgt eine Erregung des betreffenden Resonanzkreises in der Auswerteschaltung und die zugehörige Schalt- oder Steuerstufe liefert am Ausgang eine zur Steuerung der Funktion dienende Spannung.

Fernsteuerung des Farbkontrastes

Am Beispiel des Farbkontrastes soll die Funktionsweise näher erläutert werden. Für einen größeren Farbkontrast wird der

Resonanzkreis f_1 erregt. Man erhält nach der Gleichrichtung eine negative Steuerspannung. Bei weniger Farbkontrast spricht der Kreis f_2 an, es steht eine positive Steuerspannung zur Verfügung.

Für die Funktionen mit kontinuierlicher Einstellung (Farbkontrast, Lautstärke und Helligkeit) ist es zweckmäßig, einen Langzeitspeicher einzusetzen, der einen einmal eingestellten Zustand über eine längere Zeit speichert. Als Speicherelement dient der Kondensator C, der über einen hochohmigen Widerstand aufgeladen oder entladen wird. Die Auf- oder Entladung wird über eine als Schalter wirkende Glimmröhre G1 gesteuert. Der Kondensator wird dann umgeladen, wenn die Eingangsspannung des Speicherbausteins die Zündspannung der Glimmröhre in positiver oder negativer Richtung übersteigt. Bei positiver Ansteuerung wird der Kondensator aufgeladen, bei negativer entladen. Der Ladezustand des Kondensators überträgt sich über den MOSFET auf den Ausgang als Spannungsänderung. Nach beendeter Ansteuerung, wenn also der Ultraschallsender nicht mehr betätigt wird und die Steuerfrequenz verschwindet, wird die Glimmstrecke hochohmig und der Ladezustand des Kondensators gespeichert. Die Zeitkonstante wird vom Kondensator und dem 15-M Ω -Widerstand bestimmt. Die Ausgangsspannung gelangt an eine Transistorstufe, die als spannungsgesteuerter Spannungsteiler wirkt und für den Farbverstärker einen veränderbaren Lastwiderstand darstellt. Die Funktionsweise zur Steuerung von Helligkeit und Lautstärke ist im Prinzip ähnlich.

Programmwahl

Bei der Programmwahl kann ein einfacher Schaltungsaufbau verwendet werden. Die Resonanzspannung des betreffenden Kreises wird gleichgerichtet und dient als Steuerspannung für eine Transistorschaltstufe, in deren Kollektorkreis sich ein Relais befindet. Das Relais betätigt einen Motor zur Programmwahl. Mit dem Motor werden die Diodenabstimmung, Bereichswahl und evtl. vorhandene Anzeigeröhren betätigt.

Ein- und Ausschalten

Zum Ein- bzw. Ausschalten des Geräts wird über den entsprechenden Resonanzkreis ein Schalttransistor betätigt, der auf ein Relais wirkt. Dazu hat der Empfänger außer einem Netzschalter am Gerät selbst eine „Bereitschaftsstellung“, bei der der Empfänger durch die Fernbedienung eingeschaltet werden kann.

Literatur

- Piesk, H.: Ultraschall-Fernbedienung „telecontrol“ für Farbfernsehempfänger. Funktechnik 26 (1971) H. 22, S. 836–838
- ...: Ultraschall-Fernbedienung mit elektronischer Einstellung. Radio Mentor Electronic 36 (1970) H. 7, S. 475–476
- Roßteutscher, G.: Neue und erweiterte Ultraschall-Fernbedienung. Funkschau 43 (1971) H. 2, S. 57–58

Fachbücher

TECHNIK-WORTERBUCH

Elektrotechnik

Russisch/Deutsch

Herausgeber: Technische Universität Dresden, Bereich Angewandte Sprachwissenschaft, unter der Leitung von Helmut Gross

Zweite, durchgesehene Auflage

VEB Verlag Technik, Berlin 1972

65 000 Fachbegriffe, 1110 Seiten, Kunstleder 60,- M

Bei der Vielzahl der heute in der Welt erscheinenden Fachartikel auf dem Gebiet der Elektrotechnik-Elektronik ist dem praktisch tätigen Ingenieur und dem Wissenschaftler in der Forschung die Notwendigkeit eines guten Wörterbuches bereits selbstverständlich geworden. Die Mehrzahl der Artikel erscheint in Russisch und Englisch. Für beide Sprachen hat der VEB Verlag Technik dankenswerterweise bereits gute Wörterbücher herausgegeben. Unter Beratung von Wissenschaftlern der TU Dresden und der Hochschule für Verkehrswesen Dresden hat ein Kollektiv des Bereichs Angewandte Sprachwissenschaft zusammen mit dem Wörterbuchlektorat des VEB Verlag Technik das vorliegende Wörterbuch geschaffen. Daß es bereits in der zweiten Auflage erscheint, zeigt den großen Bedarf an fachspezifischen Wörterbüchern. Dies gilt nicht nur für die DDR, sondern auch für die sozialistischen Länder und die Länder des kapitalistischen Auslands.

Die Verantwortung der Herausgeber eines solchen Wörterbuches ist groß, die benutzten Begriffe sollen den Sachverhalt so nah wie möglich treffen. Dies kann nur im Rahmen einer großangelegten Kollektivarbeit geschehen, und man kann den Herausgebern bestätigen, daß es gelungen ist, ein sachlich einwandfreies, modernes und anwendungsnahe Wörterbuch zu schaffen.

Falls überhaupt eine kleine Korrektur nötig ist, so sollte diese bei Begriffen angewandt werden, die mit Namen verbunden sind. Die Fleming- oder Habann-Röhre hat nur noch historisches Interesse (im übrigen ist die Habann-Röhre ein spezielles Magnetron), gebräuchliche Abkürzungen kommen etwas zu kurz, so fand der Rezensent den Begriff SIP = sapasnoje imuschtschestwa pribora = Ersatzteilkomplex nicht im Wörterbuch. Neben diesen kleinen, bei einer sicher weiteren baldigen Auflage korrigierbaren Schönheitsfehlern kann dem großen Fleiß und der Präzision der Bearbeiter nur hohes Lob gezollt werden. Mit einem solchen umfassenden Wörterbuch macht

die Übersetzung russischer Fachliteratur direkt Spaß.

Die Wörter folgender Sachgebiete sind aufgeführt: Theoretische Grundlagen, Werkstoffe, Starkstromtechnik und Schwachstromtechnik.

H.-J. Fischer

Literaturkatalog 1971

Mathematik

Physik

Der vorliegende Katalog, ein Beitrag des Leipziger Kommissions- und Großbuchhandels (LKG) zum Internationalen Jahr des Buches, ist ein Nachschlagewerk über die Literatur der DDR-Verlage zum Thema Mathematik – Physik.

Er enthält 850 lieferbare Titel sowie eine Vorschau geplanter Titel zu folgenden Sachgebieten:

Allgemeine Mathematik; Geschichte der Mathematik; Algebra; Zahlentheorie; reelle und komplexe Analysis; Geometrie – Trigonometrie – Differentialgeometrie; Topologie – Graphentheorie; Funktionalanalysis; Wahrscheinlichkeitsrechnung, Statistik und Informationstheorie; Operationsforschung und Optimierung; Spieltheorie; maschinelle Rechen-technik – Kybernetik – Regelungstechnik – Datenverarbeitung – Netzplantechnik; Mathematik in der Ökonomie; Handbücher und Formelsammlungen; Zeitschriften der Mathematik.

Allgemeine Physik; Geschichte der Physik; Biographien, philosophische Probleme; Mechanik; Akustik; Wärmelehre; Optik; Elektrizität und Magnetismus, Elektrodynamik, Elektrotechnik, elektrische Meßmethoden, HF-Technik, HF-Meßtechnik, Impulstechnik, elektromagnetische Wellen, Elektronik, Bauelemente der Elektronik, Quantenelektronik (Maser, Laser), nichtlineare Optik; Aufbau der Materie, Quantenmechanik und -statistik, Atomphysik, Festkörperphysik (Gesamtdarstellung), Elektronentheorie der Kristalle, Theorie des Festkörpers, Metallphysik, Supraleitung, Kristallphysik (Realstruktur), experimentelle Hilfsmittel, elektronische Halbleiter, Ferrite, Ferroelektrika, u. a.; Zeitschriften der Physik.

Es sind Bücher aller Niveaugruppen berücksichtigt. Der 308 Seiten umfassende und insgesamt über 1000 Titel enthaltende Katalog ist kostenlos in allen Buchhandlungen der DDR erhältlich, über die auch die angezeigten Bücher, Broschüren und Zeitschriften bezogen werden können.

Wechselsprechanlage für größere Entfernungen

Helmut Leyn

Die beschriebene Wechselsprechanlage zeichnet sich auf Grund der Übertragung über symmetrische Leitungen durch großen Störabstand und hohe Empfindlichkeit aus. Es lassen sich mit normalen Drahtstärken Entfernungen bis zu etwa 1 km überbrücken. Ein Anschluß von mehr als zwei Nebenstellen ist möglich.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 18, S. 607

Elektronische Funktionsgruppen
analog**Bauanleitung****Rundfunktechnik**
stereo**Seitenbandfilter für Sterefernempfang**

H.-J. Sachtleben

Das beschriebene Seitenbandfilter, bestehend aus einem Impedanzwandler und einem LC-Tiefpaß, beseitigt das infolge Überlagerung der Oberwellen des Stereounterträgers des Nutzsenders mit dem Seitenband eines Nachbarsenders entstehende Rauschen. Die systembedingte Verschlechterung des Signal-Rauschabstandes eines Stereosignals gegenüber einem Monosignal bleibt jedoch unbeeinflusst.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 18, S. 609

**Grundlagen und
prinzipielle Verfahren****Elektroakustik****Elektretmikrofone**

H.-D. Naumann

Die Anwendung von Elektreten in Kondensatormikrofonen ist sehr erfolgversprechend. Der Autor dieses Beitrages erläutert die Wirkungsweise und den Aufbau von Elektretmikrofonen.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 18, S. 610

**Produktion und
Wirtschaft****Datentechnik****Bauelemente und -gruppen**
Integrierte Schaltkreise**Der Einfluß der großintegrierten Schaltungen auf die Entwicklung künftiger Digitalrechner**

Diethelm Henkel

Großintegrierte Schaltungen sind die modernste Form elektronischer Schaltungen. Ihre Herstellungskosten sind relativ zu ihrem Integrationsgrad sehr niedrig. Da aber der Anteil der Halbleiterbauelemente am Verkaufspreis eines Rechners nur etwa 7% beträgt, beeinflußt der Einsatz von GIS den Preis kaum. Ihre Bedeutung liegt vielmehr in der Realisierung gerätetechnischer Funktionen, wodurch der Aufwand an Systemunterlagen reduziert werden kann. Sie ermöglichen also den Einsatz zusätzlicher Maschinenausrüstungen mit dem Ziel der Verringerung der Programmieranforderungen des Betriebssystems.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 19, S. 617

Wir lernten kennen:

Elektronik-Baukastensystem PIKOTRON

Dieses neue Erzeugnis des Kombinat PIKO bietet in einem Grundbaukasten und zwei Zusatzbaukästen ein Sortiment von Bauelement-Bausteinen, die sich laut Anleitungsbuch zu mindestens 60 verschiedenen Schaltungen zusammenstecken lassen. Die Vielfalt der Bauelemente gestattet darüber hinaus zahlreiche weitere Experimente, so daß dieses Baukastensystem gleichermaßen für Freizeit und Unterricht geeignet erscheint.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 19, S. 631

Grundlagen und prinzipielle Verfahren
Signale und Systeme
analog**Elektronische Meßtechnik**
analog**Ablenkschaltung mit partieller Linearitätskorrektur**

Dr.-Ing. E. Maase

Elektronische Abtaster mit Fernsehaufnahme- oder Abtaströhren, die für die Messung der Lage von Punkten auf einer Bildvorlage verwendet werden, erfordern einen Ablenkstrom, der die Kompensation von elektronenoptischen Fehlern des Abtastsystems ermöglicht. Die Schaltung eines Sägezahnengenerators, bei dem der Anstieg der Ausgangsspannung innerhalb einer Periode beeinflußt werden kann, und die Berechnung der Endstufe zur Steuerung der Ablenkspulen mit verzerrten Strömen werden angegeben.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 19, S. 640

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltkreise**Technologie und Zuverlässigkeit****Automatisierte Konstruktion von Leiterplatten**

Dr.-Ing. Wolfgang Fredrich

Durch den zunehmenden Kompliziertheitsgrad von Leiterplatten wird deren Konstruktion immer aufwendiger. In diesem Beitrag wird eine Möglichkeit der rechnergestützten Leiterplattenkonstruktion gezeigt.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 19, S. 643

Fernsehtechnik**Ultraschall-Fernbedienung für TV-Empfänger**

Anhand eines Beispiels wird das Prinzip einer Ultraschall-Fernbedienung für Fernsehempfänger dargestellt. Grundaufbau: Ultraschallsender und Ultraschallempfänger mit Auswerte- und Steuerstufen.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 19, S. 647



RFT

Die Erfolge moderner rationeller
Fertigungsmethoden und komplexer
Arbeitsprozesse sind eng mit einer schnellen
und lückenlosen Information verbunden.

**Anlagen der Angewandten
Fernsehtechnik helfen bei der
Steuerung komplexer
Leitungssysteme**

Wir beraten Sie gern und unverbindlich.
Bitte fordern Sie ausführlichen Prospekt.

VEB STUDIOTECHNIK BERLIN

DDR - 102 BERLIN • RUNGESTRASSE 25-27 • TELEFON 276091